Funkschau 8

Ze… und Fernsehtechnik, Hi-Fi, Elektronik und Mikrocomputer

51. Jahrgang
12. April 1979
DM 3.50
öS 32.– sfr 3.90

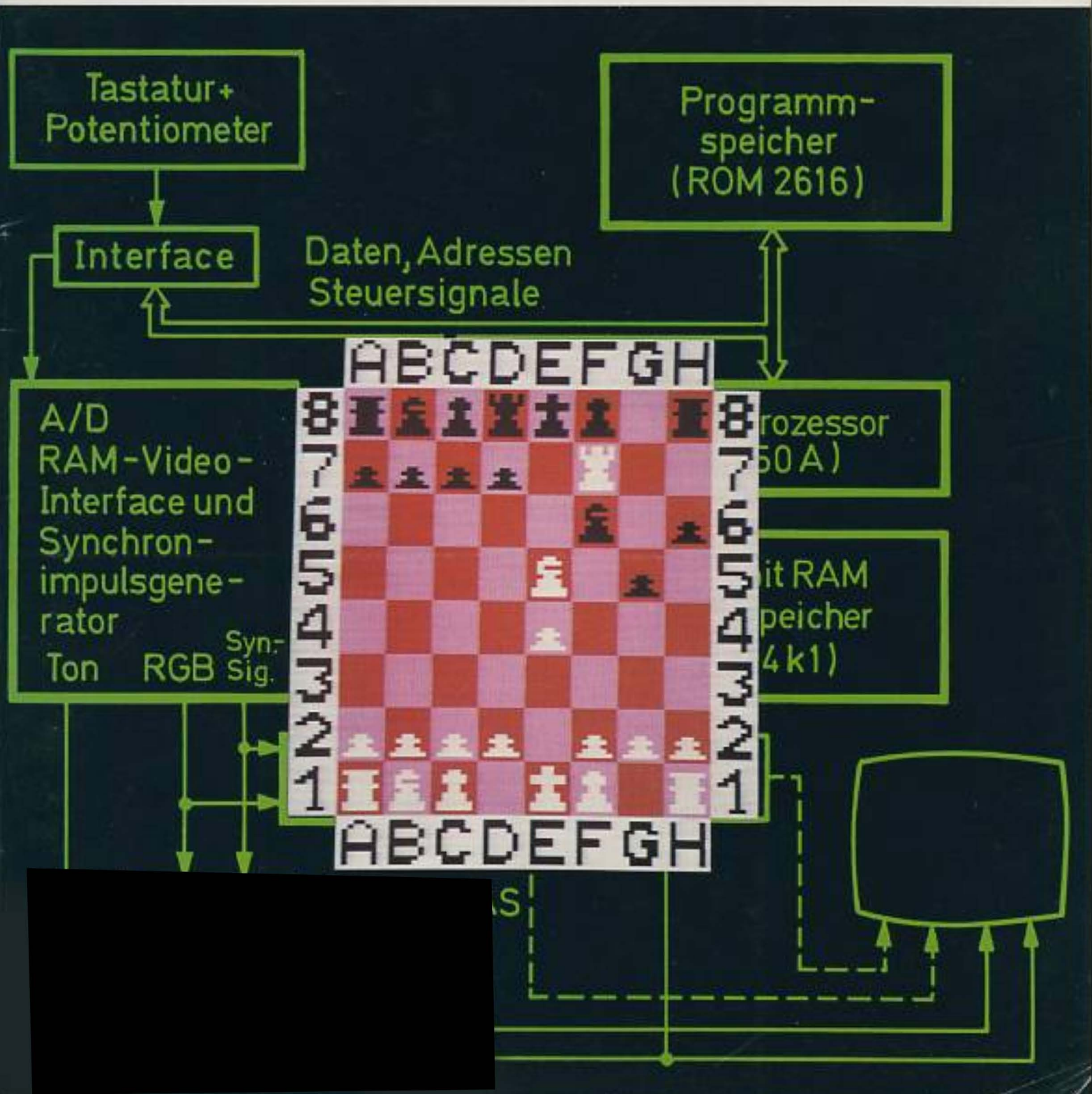
8 Seiten MIKROCOMPUTER

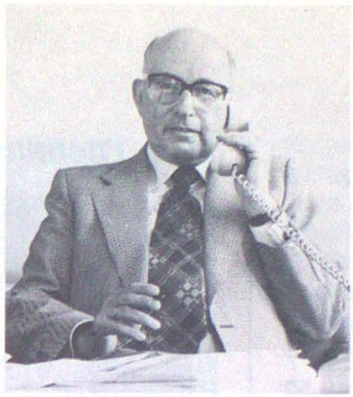
Fertigung von Ablenkspulen
Der Super-Parallelton

Lautsprecherwiedergabe im Wohnraum
Bauanleitung: Ein Miniatur-DCF-77-Empfänger

Hannover Messe'79

Franzis-Verlag
Halle 12 – Stand 1110
Halle 9A – Stand 228





Hannover-Messe 1979

Die Elektrotechnik steht noch immer vorn

Wir schrieben es schon in Heft 6/79, daß die Elektrotechnik auf der Hannover-Messe mit 1700 Firmen und 102 000 m² Standfläche wiederum der größte Aussteller ist. Obwohl sich vornehmlich auf dem Sektor Elektronik immer neue Spezialausstellungen in Europa auftun, behält Hannover seine Anziehungskraft.

Die Firmen der Elektrotechnik wissen, warum sie nach Hannover gehen; kaum anderswo finden sie ein so sachverständiges, technisch vorzüglich ausgebildetes Publikum wie hier. Das Zusammentreffen vieler Branchen bietet optimale Informationen.

Der Elektrotechnik hierzulande geht es, insgesamt gesehen, weder schlecht noch sehr gut. Auf der Jahrespressekonferenz in Frankfurt meinte der Vorsitzende des Zentralverbandes der deutschen Elektroindustrie (ZVEI), Hans K. Göhringer, daß „maßvoller Optimismus" die rechte Einstellung sei. Er erwartet 1979 eine Umsatzsteigerung um 5,5 % und eine Investitionsrate von 4,5...5 % vom Umsatz; auch dürfte man wohl weiterhin von 6 % vom Umsatz für Forschung und Entwicklung ausgehen. Daß das reine Durchschnittssätze sind, ist bekannt – Firmen wie Rohde & Schwarz oder die Robert Bosch Fernsehanlagen liegen weitaus darüber; wer Glühlampen produziert, gibt weniger für F & E aus. Ein so differenzierter Wirtschaftszweig wie die Elektroindustrie zeigt Höhen und Tiefen – sehr gut geht es der Nachrichtentechnik; bei der EDV-Technik gab es nach stürmischen Höhenflügen erstmals einen Rückgang der Nachfrage. Aber bei den elektrotechnischen Gebrauchsgütern ist die Lage unbefriedigend, hier ausgelöst vornehmlich durch die Situation der Unterhaltungselektronik im 2. Halbjahr 1978, wo die Produktion in fast allen Zweigen über der Nachfrage lag.

Bleiben wir bei den globalen Verbandszahlen. Da steht zu lesen, daß der Produktionswert aller Mitgliedsfirmen im Vorjahr um 3 auf 80,3 Mrd. DM stieg. Der seit Jahren gewohnte Verlauf von Export und Import hielt an, d. h. die Exporte kletterten im Vorjahr mäßig um 6,5 % auf 33,6 Mrd. DM, die Importe hingegen beeilten sich mit einem Plus von 11,3 % und erreichten 19,5 Mrd. DM; es bleibt dennoch bei einem beruhigenden Exportüberschuß.

Nicht so günstig sieht es bei der Beschäftigtenlage aus. Zunehmende Rationalisierung und die erwähnten Schwächen der Unterhaltungselektronik lassen die Gesamtzahl der Beschäftigten in der Elektroindustrie nicht mehr die früher einmal leicht erreichte Grenze von 1 Million Mitarbeiter überschreiten. Die Elektrotechnik muß überdies 32 500 Kurzarbeiter verkraften (Stand vom 1. 3. 1979). Es spricht für die gegenwärtige Situation der Unterhaltungselektronik, daß allein $^2/_3$ dieser Kurzarbeiter auf ihr Konto zu verbuchen sind.

Dabei sollte man für das Instrument „Kurzarbeit" dankbar sein. Es verhindert die insbesondere in den USA üblichen sofortigen Entlassungen und Werksschließungen mit nachfolgenden hektischen Wiedereinstellungen, und es vermeidet auch ungebührliche Einkommenverluste. Auf alle Fälle ist mit dieser Steuerungsmethode auch die Elektroindustrie bisher befriedigend gefahren.

Karl Tetzner

Leitartikel — Die Elektrotechnik steht noch immer vorn 5

Leserbriefe 8

FUNKSCHAU aktuell — Compact-Schallplatte: Mit 770 kbit/mm² in die 80er Jahre 11
Unser Report: „Ein Beruf mit Etikett" 12
Farbfernseh-Projektionsgerät 14

Hannover Vorschau 40, 42, 44, 46, 48, 50

Informationen 54

FUNKSCHAU express — Aktuelle Nachrichten 413, 414, 415, 416

Trend-Untersuchung — Wo liegen die Absatzchancen und die Einflußmöglichkeiten der elektronischen Technologie im Bereich des Straßenverkehrs? 417

Fertigungstechnik — Rechnergesteuerte Fertigung von Ablenkspulen 419
Lithografietechniken für höchstintegrierte Schaltungen, 1. Teil 431

Rundfunkempfänger — Taschenempfänger mit Spitzenklasse-Komfort 423

Röhren — Computerentwickelte Elektronenstrahlsysteme 424

Amateurfunk — Amateurfunk im Dienst der Öffentlichkeit 426
Ein 2-m-FM-Taschenfunksprechgerät 447

Fernsehtechnik — 15-cm-Flüssigkristall-Flachbildschirm 427

Fernsteuerung — Funkfernsteuerung 430

Elektronik — Alternativen beim Bau von D/A-Wandlern 435

Auslandsbericht — Brief aus den USA 438

Bauelemente — Zur Kennzeichnung von Widerständen 439
Der Quarz – Aufbau, Wirkungsweise und Eigenschaften, 2. Teil 451

Rundfunktechnik — 30 Jahre UKW-Hörfunk 443

Audiovision — Videorecorder für zwei Schaltzeiten programmierbar 444
Bildschirmspielereien 448

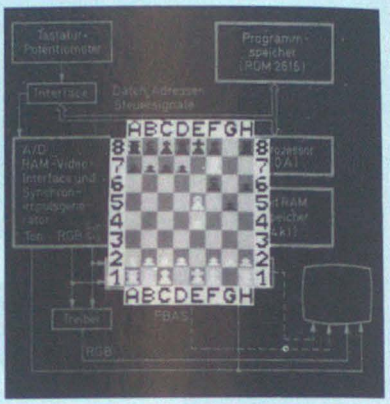
Farbfernsehempfänger — Farbfernsehempfänger mit Super-Parallelton 445

Ausstellungen — Elektronik erobert das Kinderzimmer – 30. Internationale Spielwarenmesse Nürnberg 449

Stromversorgung — Direktumwandlung von Sonnenlicht in elektrischen Strom, 2. Teil 455

Elektroakustik mit Hi-Fi — Die Lautsprecherwiedergabe im Wohnraum und ihre Probleme, 1. Teil 457

Zum Titelbild:



Die Wiedergabe von hochauflösender Grafik auf dem Fernsehbildschirm, wie sie bei der Darstellung eines Schachspiels nun einmal erforderlich ist, bedingt in Bildschirmspielen einen erheblichen Speicheraufwand, denn für jeden Bildpunkt muß die zugehörige Farbinformation gespeichert werden. Beschränkt man sich dagegen auf nur wenige bewegte Objekte auf dem Bildschirm, so läßt sich die Speicherkapazität erheblich reduzieren, wie unser Bericht auf Seite 448 zeigt. Und daß sich elektronische Schachspiele auch ohne Fernsehgerät realisieren lassen, ist auf Seite 467 nachzulesen. (Aufnahme: Valvo)

Rechnergesteuerte Fertigung von Ablenkspulen

Seite 419

Zur Qualitätssicherung bei der Fertigung von Ablenkspulen sind umfangreiche rücksteuernde Maßnahmen notwendig. Alle störenden Einflüsse während des Fertigungsprozesses müssen kurzfristig erkannt werden und geeignete Korrektureingriffe auslösen. Dazu dienen in der Telefunken-Fabrik Hannover Meßautomaten, die die Prüfung, Auswertung und Erfassung aller notwendigen Parameter ermöglichen. Kernstück der Qualitätssicherung ist ein Prozeßrechner.

Inhalt

Zur Kennzeichnung von Widerständen

Seite 439

Die Kennzeichnung von Widerständen ist zwar in den einschlägigen Normen festgelegt, jedoch hat der technologische Fortschritt dazu geführt, daß heute teilweise elektrische Kennwerte auf Widerständen ausgewiesen werden, die zur Zeit der Normen-Erstellung noch gar nicht interessierten. Da diese Angaben von der Norm nicht erfaßt sind, findet man dafür bei den verschiedenen Herstellern die unterschiedlichsten Kennzeichnungen.

Ein Miniatur-DCF-77-Empfänger

Seite 475

Der Zeitzeichensender DCF 77 arbeitet auf der Langwellenfrequenz 77,5 kHz und strahlt – binär codiert – die Uhrzeit, das Datum sowie andere, senderbezogene Informationen aus. Die FUNKSCHAU stellte bereits mehrfach Schaltungen zum Empfang dieses Senders vor, die allerdings alle einen relativ großen Aufwand erforderten. In diesem Heft finden Sie daher eine etwas „abgemagerte" Version, die aber völlig ausreicht, um z. B. Quarzuhren exakt zu stellen, und die die Zeitinformation als BCD-Code anzeigt.

Schallplattenpflege mit der Kleberolle 460
Tonarmlift zur Nachrüstung von nichtautomatischen Plattenspielern 460
IEC-Norm für Compactcassetten? 461
Hochleistungs-Eisenoxidband für Compactcassetten 462
Wellenwiderstand von Leitungen ... 463 — **Grundlagen**
Neue TTL-Familien ..... 464 — **Halbleiter**
Mikrocomputer – Eine kleine Einführung, 14. Teil ..... 465 — **Mikrocomputer**
Gebrauchsanleitung für den KIM-Timer 466
Schachcomputer – Eine Herausforderung besonderer Art 467
Ein Software-Tondecoder 470
Keine weitere Datenverarbeitungs-Produktförderung 471
Nebenempfangsstellen schnell berechnet 472
Von der Tonwalze zur Bildplatte, 37. Teil ..... 473 — **Tonspeicherung**
Ein Miniatur-DCF-77-Empfänger .. 475 — **Praxis & Hobby**
Einfaches Leitungssuchgerät 477
Die Umkehrung von NTC-Widerständen 478
Sensortasten mit gegenseitiger Auslösung 479
Selektives Filter mit zwei CMOS-Invertern 480
Schaltungskniff: Digitales Kapazitätsmeßgerät mit Analoganzeige ... 480
Ein kleines „Dankeschön" ..... 481 — **Service**
Bildkipp synchronisiert nicht 482
Neue Bücher ..... 483, 484 — **Rubriken**
Neuheitenmarkt 143

Vorschau

Report: Ein Beruf mit Etikett
Sperrwandler-Netzteil mit Sicherheits-Netztrennung
Bericht von der Hobby-tronic '79
Ergebnisse der Ausbreitungsversuche mit Teletext-Signalen über die Fernsehsender von ARD und ZDF
Zum Genfer Wellenplan: Eine erste Bilanz
Polyphoner Musik-Synthesizer mit Mikroprozessor

Praxis & Hobby:
Aus Miniaturzähler wird Universalzähler, 1. Teil
Ein einfacher Fernschreib-Konverter
Einfache Balance-Anzeige für Stereo-Verstärker
Schwebungs-Lauflicht
Schaltungskniff: Empfindlicher Hochfrequenzgleichrichter

Nr. 9 erscheint am 27. April 1979 · Preis 3,50 DM

Leserbriefe

Zuschriften unserer Leser sind immer willkommen – Kürzungen müssen wir uns vorbehalten.

Dezimal-Hexadezimal-Umwandlung mit HP-25

FUNKSCHAU 1979, Heft 4, Seite 207

Das von Ihnen veröffentlichte Programm für die Umwandlung von Dezimal- in Hexadezimalzahlen wird in ähnlicher Form auch von mir auf meinem HP-25 verwendet. Es benötigt nur 18 Programmschritte, und die Rechenzeit ist für alle Zahlen von 0...255 konstant, da keine Programmschleife vorhanden ist.

Programm für den HP-25

01 Enter	10 6
02 x↔y	11 x
03 1	12 –
04 6	13 EEX
05 ÷	14 2
06 f Int	15 ÷
07 f Reg	16 Sto + 1
08 Sto 1	17 Rcl 1
09 1	18 Gto 00

Ing. grad. Wolfgang Noszek, Bamberg

Die deutschen Sender und der neue Genfer Wellenplan

FUNKSCHAU 1979, Heft 3, Leserbriefe

Obwohl ich mit dem Tenor der Zuschrift übereinstimme, daß nämlich der Wettlauf in Mittel- und Langwellensenderleistung ein unsinniger und kostspieliger Luxus ist, scheinen mir die konkreten Behauptungen in dem Brief nicht stichhaltig, um nicht zu sagen, falsch: Der einzige westdeutsche Megawattsender, nämlich der des Saarländischen Rundfunks, bekam seine Leistung lange vor dem neuen Genfplan auf 1200 kW zugeteilt. Die anderen Landesrundfunkanstalten betreiben Hauptsender, die, gemessen am derzeitigen Standard, in den Bereich der Mittel- bis Kleinsender gehören, Ausnahme vielleicht (Köln-) Langenberg. Wo Leistungserhöhungen beantragt wurden, werden sie zum Teil nicht ausgenutzt. Während mittlere und kleine Staaten sich reihenweise Sender bis 2 Megawatt genehmigen ließen, blieben die Hauptsender des Deutschlandfunks bei 800 kW bzw. 600 kW – all dies bei teilweiser Verschlechterung der Frequenzsituation. Daß also die Rundfunkgebühren wegen höherer Senderleistungen angehoben wurden, scheint mir schlicht unglaubhaft. Und die Programmqualität dürfte eher politisch bedroht sein, wenn nämlich trotz angeblicher kultureller Vielfalt an neun oder elf verschiedenen Stellen die gleiche Ausgewogenheit reproduziert werden soll, unabhängig davon, wer was wirklich zu sagen haben könnte.

Hartmut Christ, Paderborn

Wann verbietet die Post das Ohmsche Gesetz?

Oder wird die Anwendung desselben nur gebührenpflichtig? Solche Gedanken kommen mir beim Lesen Ihrer werten Zeitschrift. Es gibt Scherereien mit Antennenbaufirmen, mit dem privaten Kabelfernsehen, mit dem Telefon allgemein, mit CB-Fans, ja sogar mit lizenzierten Funkamateuren, mit Funkgerätehändlern usw.

Zu dem Bericht von E. Koch „Tonrundfunkempfänger mit unzulässigen Frequenzbereichen" (FUNKSCHAU 2/79), schlage ich vor, daß alle Wellenjäger ihre Geräte nicht mehr ohne Angabe ihrer Adresse über den Ladentisch kaufen sollten.

So kann dann spätestens nach einem Jahr die Post das dann ja ohnehin bereits völlig veraltete Gerät beschlagnahmen und unter ihre Presse legen. Dadurch würde die Wirtschaft weiter angekurbelt, viele Beamte bei Post und Polizei wieder voll ausgelastet und die Finanzlage mit Hilfe der enormen Bußgelder bei den Behörden erheblich verbessert.

Natürlich könnte man auch durch eine klare Gesetzgebung oder mit Hilfe von Sprachverschlüsselungsgeräten das Problem für alle Beteiligten auf die Dauer wirtschaftlicher lösen.

Ich bin dagegen, daß betroffene Bürger mit wehrlosen Telefonzellen oder Briefmarkenautomaten „abrechnen". Ulrich Jochimsen (FUNKSCHAU 26/78, S. 1305), ein mutiger Mann mit Posterfahrung, sollte endlich einen Interessenverein gründen. Die Mitgliederzahl würde sicher schnell der Einwohnerzahl einer Großstadt entsprechen. Unser Bundeskanzler verkündete im Januar 1979: „Auch in absehbarer Zeit sehe ich keine Gefahr für unsere Demokratie."

Oder ob da vielleicht eine größere Bevölkerungsgruppe, die in letzter Zeit zu Hause Staatsbesuch hatte, anders denkt?

Paul Krause, Bremen

Die Post hat aufgeklärt!

FUNKSCHAU 1979, Heft 2, Seite 97

Egon Koch hat mit seinem Artikel „Tonrundfunkempfänger mit unzulässigen Frequenzbereichen" in der FUNKSCHAU, Heft 2/79, in dankenswerter Weise aufklärend gewirkt, jedoch der Deutschen Bundespost (DBP) eine unzureichende Information auf diesem Gebiet vorgeworfen. Da es leider zutrifft, daß bis zu der von der Bundesregierung im Rahmen der EG-Harmonisierung angestrebten, zur Zeit aber noch nicht vorhandenen rechtlichen Grundlage ein Einwirken der DBP auf die Herstellung und den Vertrieb von nicht genehmigungsfähigen Funkanlagen nicht möglich ist, hat die DBP jedoch immer wieder darauf hingewiesen, daß die Inbetriebnahme derartiger Geräte nach dem Fernmeldeanlagengesetz strafbar ist. Wegen dieser möglichen Nachteile für den Käufer hat die DBP nicht nur Händler und Zeitschriftenredaktionen über die Folgen eines Betriebes von nicht genehmigungsfähigen Funkanlagen aufgeklärt, sondern darüber hinaus auch mehrfach über Pressemitteilungen und Informationsschriften sowie aufgrund fachtechnischer Beschreibungen anläßlich der zahlreichen Industriemessen und Verbraucherausstellungen und im Zusammenhang mit den ständig zu bearbeitenden Funkstörungsfällen die Öffentlichkeit informiert, daß beim Erwerb nicht nur von Tonrundfunkempfängern, sondern auch von anderen Funkanlagen auf das Vorhandensein der FTZ-Prüfnummer geachtet werden soll. In diesem Sinne wird die DBP auch in Zukunft tätig sein, um die in der Öffentlichkeit teilweise noch vorhandene Unkenntnis abzubauen.

Hellmut Herper, Pressestelle des Fernmeldetechnischen Zentralamtes

Industrie INLAND

Seit dem 1. März befindet sich die ASC Elektronik, Aschaffenburg, im Konkurs. Das Unternehmen war mit Tonbandgeräten der oberen Preisklasse in den Markt eingestiegen, bot zuletzt aber auch Hi-Fi-Tuner, -Verstärker und -Lautsprecher an. Vor allem war ASC Elektronik bekannt als Lieferant von Dokumentationsanlagen und von Sprachlehranlagen. Die Produktion wurde stillgelegt, nur der Kundendienst arbeitet zunächst weiter. Wie der Konkursverwalter Dr. H. Feldmann erklärte, war wohl die Aufnahme von Hi-Fi-Geräten eigener Entwicklung die Ursache des Desasters. Einem Jahresumsatz von 11 Mio. DM (1978) stand ein Betriebsverlust von 1 Mio. DM gegenüber, nachdem schon seit 1976 stets mit Verlust gearbeitet wurde. Zuletzt wurden 200 Mitarbeiter beschäftigt. – Wie die FUNKSCHAU erfuhr, hatten die engagierten Banken das Unternehmen schon seit Monaten überall herumgeboten, ohne daß ein Interessent zugriff.

Die Triumph-Adler Büromaschinen- und Computergruppe, Nürnberg/Frankfurt, wurde am 9. März überraschend von VW übernommen, d. h. die Wolfsburger übernahmen vom Triumph-Adler-Mehrheitsaktionär Litton Industries, Beverley Hills/Kalifornien, einen Anteil von 55 % am Gesamtkapital. Litton bleibt mit 19 % beteiligt, die Nürnberger Diehl-Gruppe mit 12,8 %. Das Kapital wird nunmehr um 46 auf 80,5 Mio. DM erhöht. – Die Gruppe hatte 1978 rd. 1,1 Mrd. DM Weltumsatz erreicht, weil es gelungen war, rechtzeitig von der Schreibmaschinenproduktion auf Klein- und Mittelcomputer, Schreibautomaten und Kopierer umzustellen. – Bekanntlich hatte Max Grundig die Gruppe in den 50er Jahren billig erworben, sie ausgebaut und dann günstig an Litton Industries verkauft.

Die Abteilung Phonotechnik der Elac Ingenieurtechnik, Kiel, eine der beiden Nachfolgegesellschaften der in Konkurs geratenen Elac, mußte wegen weltweiter Absatzschwierigkeiten Kurzarbeit für 130 Beschäftigte anmelden, während der Firmenbereich Vorrichtungsbau für die Automobilindustrie „übervoll" ist.

Der Geschäftsbereich Nachrichtentechnik gehört zu den lukrativsten des Konzerns AEG-Telefunken. Die vier Zweige dieser Gruppe setzten im Vorjahr 2,4 Mrd. DM um und arbeiten alle mit „schwarzen Zahlen". Der Zweig Hf-Technik, mit 1 Mrd. DM Umsatz, gilt allgemein als Schmuckstück des sonst nicht so sehr mit Gewinnbringern gesegneten Unternehmens. Der Umsatz stieg 1978 um 17 %. Das Geschäft verlagert sich zunehmend auf komplette Systeme, was auch mancherlei Komplikationen mit sich bringt. Es werden über 10 000 Mitarbeiter beschäftigt, davon 9300 im Inland. Das Geschäft wickelt sich zu 80 % mit Behörden ab. Das ermöglicht eine auskömmliche Rendite (genannt wurde „unter 5 %"); die nötigen Preiserhöhungen um rund 4 % ließen sich durchsetzen. Negative Faktoren sind die im militärischen Nachrichtengerätegeschäft unvermeidlichen Embargobestimmungen und die Tatsache, daß der riesige USA-Markt unverändert kaum zugänglich ist. – Die Beschäftigung der drei Werke in Berlin, Ulm und Eiweiler/Saar ist auf lange Zeit gesichert, denn der Auftragsbestand hat inzwischen 2,7 Mrd. DM erreicht, woraus sich für 1979 ein Umsatz von 1,1 Mrd. DM errechnen läßt.

Mit Wirkung vom 1. April sind in der Telefunken Fernseh- und Rundfunk GmbH, Tochterfirma von AEG-Telefunken, wichtige personelle Veränderungen in Kraft getreten.

1. **Dr. Klaus Welland,** bisher stellvertr. Geschäftsführer und verantwortlich für das Ressort „Entwicklungsplanung und -dienste, Grundlagenentwicklung" wurde zum ordentlichen Geschäftsführer bestellt und leitet das Ressort „Entwicklung".
2. **Herbert Leinauer** übernimmt als ordentl. Geschäftsführer das Ressort „Produktion". Er war seit 1956 bei der SEL und zuletzt Direktor in der Consumer Electronics Group der ITT Brüssel.
3. **Dr. Dieter Kunkel,** bisher Leiter der AEG-Telefunken France S.A., übernahm als ordentlicher Geschäftsführer das Ressort „Vertrieb".
4. **Dipl.-Ing. Johann Georg Feuring,** bisher als stellvertretender Geschäftsführer zuständig für „Produktionsplanung" und „Werke Hannover", übernahm als ordentl. Geschäftsführer die Leitung der „Produktion Inland Bild- und Tongeräte" im Ressort „Produktion".
5. **Dipl.-Kaufm. Bernd Husmann,** ordentl. Geschäftsführer und bisher für das Ressort „Vertriebsplanung und -dienste" verantwortlich, leitet das neugeschaffene Ressort „Öffentlichkeitsarbeit, Marktforschung". Bei dieser Gelegenheit teilt AEG-Telefunken mit, daß der Geschäftsbereich Unterhaltungselektronik, dessen Kerngesellschaft Telefunken in Hannover bildet 1978 weltweit 1,8 Mrd. DM umsetzte. Zu Telefunken gehören fünf inländische Werke mit einer Belegschaft von 9400 Mitarbeitern und vier Produktionsstätten im Ausland. Diese und die in- und ausländischen Vertriebsorganisationen beschäftigen nochmals 7800 Mitarbeiter.

Industrie AUSLAND

In einer Studie des National Economic Development Council (NEDC) wird empfohlen, der englischen Industrie der Unterhaltungselektronik großzügige Subventionen zu gewähren und insgesamt mindestens 300 Mio. Pfund in den nächsten fünf Jahren zu investieren, um diesen Industriezweig wieder voll wettbewerbsfähig zu machen. Es wird außerdem angeregt, das Expansions- und Umstrukturierungsprogramm mit japanischer Technologie durchzuführen. Das ist in gewissem Umfang schon der Fall, denn drei der größten japanischen Hersteller haben Joint Ventures mit englischen Firmen gestartet, zwei (Sony und Matsushita) haben eigene Fabriken in Großbritannien. Der Plan sieht drei große Gruppierungen vor: eine um die Philips-Töchter, eine um Thorn und eine um die japanischen Unternehmen. Ziel des Planes ist die Modernisierung der englischen Radio-RV-Phonoindustrie, die von 1970 bis 1977 eine Steigerung der Importe von 18 % auf 49 % der Marktvolumen hinnehmen mußte, während gleichzeitig die Zahl der Beschäftigten um 18 000 auf 52 000 (Ende 1977) zurückging. Bei der braunen Ware verzeichnet England einen Importüberschuß von 214 Mio. DM. Dieses Defizit soll bis 1984 mit Hilfe der Rekonstruktion lt. vorstehendem Plan, aber auch durch die Anwendung von Einfuhrrestriktionen abgebaut werden.

Die englische Sony-Gesellschaft wird ihre Farbfernsehgerätefabrik in Bridgend/Südwales mit einer Investition von 6 Mio. Pfund bis Ende 1980 von heute 100 000 Geräten im Jahr auf 150 000 bringen. Weil etwa die Hälfte der Produktion exportiert werden soll, wird die Expansion der Sony-Fabrik von der britischen Regierung unterstützt.

Panasonic bietet jetzt einen weiterentwikkelten VHS-Videorecorder mit der Typenbezeichnung NV-8610 an. Er nimmt mit der VHS-Kassette NV-E 180 drei Stunden auf, liefert dank eines neuen IC ein störungsfreies Standbild, hat Einzelbildschaltung, einen Hauptnetzschalter zum Ausschalten von Recorder und Schaltuhr, einen hinzuschaltbaren Antennenverstärker, einen Testsignalgenerator mit SW-Muster zum leichteren Abstimmen des Fernsehgerätes, einen 7-Tage-Timer, ein Alu-Druckgußchassis und quarzgeregelten Direktantrieb für die Video-Kopftrommel.

Die finnische Firma OY Johja AB Finlux wird Farbfernsehgeräte im Werte von 30 Mio. Finmark (rd. 14 Mio. DM) an das Großversandhaus Quelle liefern, wodurch sich 1979 das Exportvolumen des Unternehmens um 40 % gegenüber 1978 vergrößern dürfte.

Ende März brachte Sony in Japan den Prototyp eines weiterentwickelten Betamax-Gerätes heraus, das womöglich zur Funkausstellung in Berlin seine Europa-Premiere erleben dürfte. Es zeichnet sich durch eine Suchautomatik aus, die beim schnellen Zurückspulen der Aufnahme einzelne Szenen sofort auffinden läßt. Ferner sind zwei Tonkanäle vorgesehen, womit die neuerdings in Japan eingeführten Fernsehprogramme mit zwei unterschiedlichen Tonkanälen (Landessprache + Fremdsprache bzw. Stereo) aufgezeichnet werden können. Die Abspielgeschwindigkeit ist einstellbar. Preis: 279 000 Yen.

Zur Person

Dr.-Ing. Hans Habermann, Frankfurt, Vorstandsmitglied der Firma Hartmann & Braun seit 1968, ist am 6. März 50 Jahre alt geworden. Im Vorstand unterstand ihm zunächst der Bereich Fertigung, seit dem 1. Januar 1978 leitet er die Geschäftsbereiche Praunheim, Braunschweig, Heiligenhaus, Elima und die Prozeßleittechnik. Dr. Habermann ist u. a. Vorsitzender des Fachverbandes Meßtechnik und Prozeßautomatisierung im ZVEI.

Gerhard Schulmeyer, 40, Geschäftsführer der Wega Radio GmbH, wurde im Februar zum Hauptgeschäftsführer ernannt. Weiterer Geschäftsführer ist **Dr. Rainer Kurr,** 39, Bereichsleiter Produktion. **Bodo Böttcher,** 40, Bereichsleiter Vertrieb, wurde Prokura erteilt.

Udo Brühne, Stuhr-Kuhlen, wurde zum weiteren Geschäftsführer der Elac Ingenieurtechnik GmbH, Kiel, bestellt.

Dr. Werner Marzin, Hauptgeschäftsführer der Münchener Messe- und Ausstellungsgesellschaft, erhielt aus der Hand von Staatsminister Anton Jaumann die Staatsmedaille für besondere Verdienste um die Bayerische Wirtschaft.

Prof. Dr. oec. Walter Cordes, seit 1959 im SEL-Aufsichtsrat, wurde zu dessen Vorsitzenden gewählt. Die vorzeitige Neuwahl wurde wegen des plötzlichen Todes von Prof. Dr. Dr. H. Mandel notwendig. Stellvertr. Aufsichtsratsvorsitzender bleibt Gerd Kühl.

Dr.rer.pol. Dipl.-Kaufm. Klaus Thomsen, Grassau, beging am 24. März seinen 75. Geburtstag. Im Januar 1953 kam er zu Körting nach Grassau als kaufmännischer Leiter und Geschäftsführer. Ende 1969 schied er altersbedingt aus und wechselte in den Aufsichtsrat. Dr. Thomsen hat in der Folgezeit in vielen wirtschaftlichen und sozialpolitischen Gremien mitgewirkt.

Rolf-D. Dennewitz, zuletzt bis Ende 1978 Marketing- und Kundendienstchef von Superscope-Marantz, Dreieich, übernahm am 1. März bei den Isophon-Werken, Berlin, den Vertriebsbereich 2 (Konzern- und Industriekunden). Den Bereich 1 (Handel und spezielle Industrie) leitet *Prok. Günther Fritz,* ein Sohn des Firmengründers, der Bereich 3 (Export und Europaimporteure) untersteht *Prok. Winfried Sommerau.* – R.-D. Dennewitz bearbeitet u. a. das zur Funkausstellung erscheinende DM-Handbuch „Hi-Fi-Zubehör". – Übrigens begeht die Lautsprecherspezialfabrik Isophon demnächst ihr 50jähriges Bestehen, evtl. mit einer Veranstaltung während der Funkausstellung.

Egon Koch, unser geschätzter Spezialmitarbeiter, ohne dessen Tätigkeit Aktionen wie „Einstrahlstörungen" und „Funkempfänger mit unzulässigen Empfangsbereichen" (siehe Heft 2/79) nicht möglich gewesen wären, begeht am 7. April seinen 70. Geburtstag. Der gebürtige Frankfurter, schon in früher Jugend Radiobastler, dann gelernter Kaufmann mit Einzelhandelspraxis, trat 1941 bei Wega ein, er wurde 1945 von den vorrückenden Amerikanern mit dem Studiowiederaufbau von „Radio Stuttgart" betraut. Einer seiner Hauptverdienste war die Gründung des Württemberg-Badischen Radioclubs am 17.7.1946 mit Lizenz der Besatzungsmacht, der den Grundstein zum Deutschen Amateur-Radio-Club abgab. Damit begann die „DA-Zeit" der deutschen Amateure, d. h. eine interne Organisation vergab Amateurrufzeichen mit DA... (Egon Koch: DA 1 AK), die mehr oder minder geduldet bis zum Erlaß des Amateurfunkgesetzes im Jahr 1949 galten. Koch war auch Einkäufer bei einer Stuttgarter Radiogroßhandlung und ging später zur SEL, wo er bis zur Pensionierung am 30.9.1973 als Fachpressereferent tätig war. Heute betätigt sich der Unermüdliche als freier Fachjournalist mit enger Bindung zur FUNKSCHAU und arbeitet in wichtigen Fachverbänden, u. a. für Normfragen.

Ab Mai wird die Telefunken Fernseh und Rundfunk GmbH, Hannover, für die japanische Firma Hitachi 66-cm-Farbfernsehgeräte fertigen, die das japanische Unternehmen unter eigener Marke verkaufen will. Über die Anzahl der Empfänger gibt Telefunken keine Auskunft, die gelegentlich genannte Menge von 25 000...30 000 soll, nach Angaben der AEG-Telefunken-Mutterfirma „zu hoch" sein. – Es ist kein Geheimnis, daß andere japanische Firmen ebenfalls deutsche Partner für die Lieferung der großen PAL-Geräte suchen.

Heinz Dettinger, 45, Betriebswirt, leitet seit dem 1. Februar den Vertrieb Inland und Österreich der Gorenje Körting Electronic GmbH & Co., Grassau. Er war vorher Geschäftsführer für die Region Süd/West-Elektrogroßhandel bei der DITTHA – Deutsche ITT Handelsgesellschaft – und vorher 17 Jahre bei AEG-Telefunken auf dem Sektor braune Ware (u. a. Kuba-Imperial) tätig gewesen.

Horst Ulrich, 42, ist neuer Gesamtvertriebsleiter Consumer Products der Sony GmbH, Köln. Vorher war er bei der Heinze Photogruppe, Gelsenkirchen, als Geschäftsführer Marketing und Vertrieb.

Jörn Kock, 37, übernahm bei der Sony GmbH, Köln, die Leitung des Vertriebsinnendienstes. Er hatte in Toronto/Kanada Betriebswirtschaft studiert und war von 1973 bis 1978 Organisator bei KHD, Köln.

Kurz berichtet

Für den riesigen New Jeddah Airport in Saudi-Arabien **wird die SEL zwei Instrumentenlandesysteme ILS für die Kategorie II und III (Landung bei schlechtester Sicht) im Wert von mehreren Millionen DM liefern.** ● Die beiden Toshiba-Fabriken **im Iran nahmen die Produktion bereits am 17. Februar wieder auf;** sie waren am 22. Januar im Zuge der Unruhen geschlossen worden. ● Der EDV-Benutzerverband, der die Interessen von Computerbetreibern in fünf europäischen Ländern vertritt, **richtete für seine Verbandsmitglieder eine „Second Hand Computer-Börse" ein.** ● Eine interessante Kombination **aus Digital-Multimeter und Taschenrechner zur Auswertung der Meßergebnisse im Gerät selbst** brachte die amerikanische Firma Electro Scientific Industries (9450 S.W. Barnes Rd., Portland/Oreg., 97225) heraus. ● Erneute Versuche, **die japanische Microkassette, bisher ausschließlich für Diktiergeräte benutzt, auch als Musikträger (= bespielte Kassette) herauszubringen,** werden von japanischen Firmen wie Sony, Matsushita und Olympus unternommen. Die Kassette läuft 2 x 90 Minuten. ● **Der amerikanische Markt nahm im Vorjahr 10,236 Mio. Farbgeräte und 6,06 Mio. SW-Fernsehempfänger auf;** bei Farbempfängern bedeutet das gegenüber 1977 ein Plus von 12,4 %. Der Absatz von Videokassetten-Recordern blieb mit 402 000 weit unter den anfänglichen optimistischen Vorhersagen. ● Die britische Postverwaltung **will den Bildschirmtext (in England Prestel bzw. Viewdata genannt) bis 1985 soweit ausbauen, daß dann ein Jahresumsatz von 100 Mio. Pfund erzielt wird.** Das setzt aber Investitionen von ebenfalls 100 Mio. Pfund für EDV-Zentralen usw. voraus. ● Erneut betont die Deutsche Bundespost, daß sie in keinem Fall entscheiden will, **welche Hörfunk- und Fernsehprogramme in den von ihr erstellten Kabelfernsehnetzen übertragen werden.** Grundsatz ist, daß alle am Ort mit der Kopfstation zu empfangenden Programme auch eingespeist werden. ● Die SEL wird **drei UKW-Drehfunkfeuer (VOR) im Wert von 1 Mio. DM an die Luftfahrtbehörden in Gabun liefern.** Sie sollen in Ojem, Makokou und Lambarene installiert werden. ● Im Bundesgebiet gab es **am 31.12.1978 22,3 Mio. Hörfunk- und Fernsehteilnehmer,** davon waren 1,5 Mio. von der Gebührenzahlung befreit. Das bedeutet gegenüber dem 1.9.1978 eine Zunahme um nur 56 000.

Der Start bei Körting Gorenje Electronic scheint gelungen zu sein

Beruhigendes war von Oskar Pistor, Hauptgeschäftsführer der Gorenje Körting Electronic GmbH & Co., und vom für Marketing zuständigen Geschäftsführer Bernd Zumkeller zu hören. Sie sprachen auf einer internationalen Pressekonferenz in Grassau, organisiert in Zusammenarbeit mit der U.I.P.R.E., zu 60 Vertretern der Fachpresse Europas. Man gewann den Eindruck, daß der Start gelungen ist, obwohl das Auftreten der Marke Körting am innerdeutschen Markt ausgerechnet in eine für die Unterhaltungselektronik schwere Periode fällt. Pistor ist guter Hoffnung, daß die für 1979 angepeilten 216 Mio. DM Umsatz erreicht werden. Seit September des Vorjahres sind in Grassau 4 Mio. DM ausschließlich in Entwicklung und Produktion investiert worden. Man wird in der Lage sein, die eingeplanten 170 000 Farbfernsehgeräte und 35 000 Hi-Fi-Anlagen in diesem Jahr zu bauen; jedenfalls lag man per Ende Februar bei einer Planerfüllung von rd. 101 %. Ebenfalls im Plan lag die Mitarbeiterzahl. Vorgesehen war, daß bis Sommer 1979 rd. 1200 in Grassau tätig sein sollen – Ende Februar 1979 waren es bereits 1297, zumeist frühere Angehörige der ehemaligen Körting Radio-Werke, also auch zahlreiche Jugoslawen. Seit der Übernahme des Unternehmens durch den Gorenje-Konzern sind nur ganz wenige Spezialisten mit Sondergenehmigung aus Velenje/Slowenien neu nach Grassau gekommen, denn auch für Jugoslawien besteht Anwerbestopp für Gastarbeiter. Pistor betonte nochmals, daß das Unternehmen streng nach den deutschen Gesetzen geführt wird; man sei zwischenzeitlich Mitglied im ZVEI und bei der regionalen Industrie- und Handelskammer geworden.

Der Vertrieb geht zur Zeit über 15 Handelsvertreter. Das ist, wie B. Zumkeller meinte, ein wirksamer, aber auch teurer Weg, jedoch bleibt zunächst nichts anderes übrig. Für den Kundendienst sind ständig zwei Werksingenieure im Bundesgebiet als Berater des Fachhandels unterwegs.
Körting als neue Marke am deutschen Markt – seit 1953/54 wurden im Inland nur Neckermann und mit Chassis auch Siemens und die Elac beliefert – muß sich einen Fachhändlerstamm aufbauen. Es wird versucht, sich ein Netz von Stützpunkthändlern zu schaffen, denen im Rahmen des Möglichen Gebietsschutz gewährt wird.
Die Zeiten sind schlecht, aber Körting versucht doch ohne erhebliche Preiszugeständnisse durchzukommen. Man läge, so sagte der neue Inlandsvertriebschef Dettinger (vgl. „Zur Person" in diesem Heft) in der unteren Hälfte des zweiten Drittels der Preispyramide. Mit dem Großhandel wird zunächst nicht gearbeitet. **Jedenfalls ist das Werk zur Zeit voll ausgelastet, was wohl auch darauf zurückzuführen ist, daß von den Farbgeräten mehr als 50 % exportiert werden,** vornehmlich in Länder der EG, wo man sich auf intakte Vertriebsorganisationen der früheren Firma stützen kann. Sollte die Produktion rasch weiter steigen, so kommt man in Grassau in Schwierigkeiten, denn mehr als 400 einheimische Arbeitskräfte dürfte der Chiemgau nicht mehr hergeben. Schon heute werden Platinen im ehemaligen Körting-Werk Grödig/Österreich (es gehört noch der Familie Böhme) und im Konzernwerk Velenje/Slowenien im Lohnauftrag bestückt.
Zum Glück für Körting konnte Geschäftsführer Dr. Moortgat-Pick seine Entwicklungs- und Konstruktionsmannschaft über die schwierige Zeit des Konkurses im großen und ganzen zusammenhalten; in dieser Abteilung sind heute 95 Mitarbeiter tätig. Die Entwicklung läuft auf hohen Touren; wir werden in kommenden Heften einige Details vorstellen. Körting war schon immer gut für Überraschungen, es sei nur an die Einführung der ersten „echten" Moduln in Farbgeräten im Jahr 1968 erinnert – durch Körting, wenn auch nach außen recht lautlos.

Fahrt nach Velenje

Die internationalen Fachjournalisten hatten auch Gelegenheit, in Velenje/Slowenien das Stammhaus des Gorenje-Konzerns zu besichtigen. Generaldirektor Ivan Atelšek stand Rede und Antwort. Der Konzern hat 21 000 Mitarbeiter, der Gesamtumsatz 1978 lag bei 1 Mrd. US-Dollar. Vom 1. Januar 1980 an wird es eine einheitliche Entwicklung von Elektronik bei Gorenje und Körting geben; produziert wird ebenfalls an beiden Stellen. Zur Zeit fertigt Gorenje in Velenje 380 Farbgeräte und in einem anderen Werk 280 SW-Geräte täglich.
Die FUNKSCHAU berichtete sehr ausführlich über den Gorenje-Konzern in Heft 24/1978, S. 1198. A + K. T.

Audiovision

Die Statistik und eigene Ermittlungen geben einen recht guten Überblick über die Anteile der Firmen bzw. Systeme am bundesdeutschen Videokassettenrecorder-Markt des Jahres 1978. 43 500 Geräte wurden aus Japan importiert, dazu 36 000 aus der Wiener VCR-Fabrik von Philips. Aus inländischer Produktion (ausschließlich Grundig) stammten 50 000 Geräte im Wert von 90 Mio. DM (diese Zahlen dürften korrekt sein, werden jedoch von Grundig weder bestätigt noch dementiert) – zusammen also 118 500 Videokassettenrecorder. Exportiert wurden 24 000 Geräte, so daß dem Markt im Bundesgebiet 94 500 Stück zur Verfügung standen. Davon wurden nach übereinstimmenden Expertenmeinungen im Einzelhandel rd. 85 000 Stück abgesetzt; der Rest diente der Lagerversorgung. Einer weiteren Schätzung zufolge verteilten sich die Inlandsverkäufe wie folgt: Grundig (VCR, SVR) und Philips (VCR) je 27 %, VHS-Gruppe 26 % und Betamax-Gruppe 20 %, 1978 war aber kein typisches Jahr, weil SVR, VHS und Betamax nicht sofort ab Jahresbeginn lieferbar waren – Akai hielt mit seinen VHS-Geräten nach eigener Angabe im Jahr 1978 einen Anteil am bundesdeutschen Markt von 6 %; der Plan hatte 10 % vorgesehen, jedoch verhinderten Lieferschwierigkeiten seine Erfüllung. Wie aus dem VHS-Lager verlautet, wurden im Vorjahr 65 % aller Leerkassetten in der 3-Stunden-Version verkauft, 25 % waren 2- und 10 % 1-Stunden-Kassetten. Die Prognose für 1979, wiederum gültig für VHS-Leerkassetten, lautet: 50 % 3-Stunden-, 40 % (!) 2-Stunden- und 10 % 1-Stunden-Kassetten.

In Japan wurden nach dem nunmehr vorliegenden Gesamtergebnis im Vorjahr 1,43 Mio. Videokassettenrecorder für den Heimgebrauch (VHS und Betaformat) hergestellt (+ 87 % gegenüber 1977). Die Vorausschätzung für 1979 nennt 1,7 Mio. Stück als Produktionsziel. In den letzten Monaten des Jahres 1979 stieg die Monatsfertigung aller Hersteller zusammen auf 150 000 Stück, was zu einer Überversorgung des Inlandsmarktes führte. Japan selbst nahm 1978 nur 390 000 Geräte auf, die Vorausschätzung hatte 550 000 Stück gelautet. Das führte zu einem Preisverfall im Land. Diese Schwäche wurde aber durch den boomartigen Export ausgeglichen. Die Monatsausfuhr stieg von 36 000 im Januar 1978 auf 105 000 im November des gleichen Jahres. Gesamtexport 1978: 910 000 Geräte oder + 126 % gegenüber 1977. Davon nahmen die USA rd. die Hälfte auf.

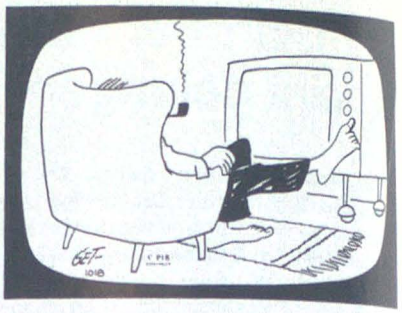
Technologie

Bundesforschungsminister Volker Hauff wird noch in diesem Frühjahr einen technologie-politischen Dialog über Mikroelektronik beginnen. Je vier Vertreter von Unternehmen, Gewerkschaften und Wissenschaft werden über die Bewältigung des technologischen Wandels sprechen, der sich durch Einführung des Mikroprozessors ergibt. Das Ergebnis des Dialogs soll in den „Bericht über Elektronik" einfließen, der, einem Kabinettsbeschluß zufolge, gemeinsam von den Bundesministerien für Arbeit, für Wirtschaft und für Forschung und Technologie erstellt wird.

Eine Anti-Fernost-Einstellung ist nicht möglich

Daß sich die europäischen Hersteller von Rundfunk-, Fernseh- und Phonogeräten endlich eine feste Organisation geben, ist eine gute Nachricht. Sie steht auf dieser Seite. Es hat wahrhaftig lange gedauert, bis sich aus dem losen Treffen der Geschäftsführer der Verbände aus sechs europäischen Ländern eine Organisation herauskristallisierte; die europäischen Bauelemente-Hersteller sind ihnen da weit voraus. Ihre EECA trat schon einmal gewichtig in Brüssel auf, worüber wir im Leitartikel von Heft 23/1978 berichteten. Der neue Verband EACEM soll eine Geschlossenheit im internationalen Auftreten schaffen, die bisher fehlte, aber er wird sich kaum in einer Anti-Fernost-Phalanx zusammenfinden können. Dazu ist die Verflechtung der europäischen und speziell der japanischen Industrie schon viel zu eng – siehe die Vorgänge in England. Außerdem gibt es bei Importen ein Dilemma, das sich schwerlich unter den Teppich kehren läßt.

Wir kennen in Europa die Fremdimporte durch die „bösen" fernöstlichen Konkurrenten, die mit schlagkräftigen Verkaufsorganisationen bei uns am Markt sind – und wir kennen die sogenannten Eigenimporte aus Fernost, getätigt durch europäische Firmen selbst. Diese Ware stammt zum Teil aus der europäischen Auftragsproduktion in den Billiglohnländern des fernen Ostens oder sogar aus eigenen Fabriken in Singapur, Malaysia, Hongkong und Taiwan. Sollte also allgemein gegen Importe aus Fernost zu Felde gezogen werden, wie klammert man dann die wichtigen Eigenimporte aus?
Übrigens könnten sich EECA und EACEM einmal gemeinsam Gedanken machen über eine europäische Elektronik-Ausstellung in Japan. Die Bauelementeleute sind in diesbezüglichen Überlegungen schon weit fortgeschritten, vornehmlich ihre französischen Kollegen. Darüber stand schon allerlei im Leitartikel von Heft 26/1978.



Kabelfernsehen

In einem Dutzend bundesdeutscher Orte wird die Deutsche Bundespost in den kommenden Jahren eine Breitbandverkabelung realisieren. Die bisherigen kleinen „Inselnetze" für Siedlungen, Neubaugebiete oder Hochhaus-Abschattungszonen liefern keine Erfahrungen für einen flächendeckenden Ausbau geschlossener Stadtgebiete. Dabei geht es weniger um eine optimale Fernsehversorgung als vielmehr um eine neue technische Generation der öffentlichen Fernmeldenetze. Diese Kupfer- bzw. Glasfasernetze werden langfristig sowohl die traditionellen Fernsprech- und Telexdienste als auch die neuen Daten-, Bild- und sonstigen Breitbanddienste der Zukunft aufnehmen. Je nach Größe der einzelnen Versuchsorte wird sich der Breitbandausbau drei bis acht Jahre hinziehen. Alle größeren Oberpostdirektionen sollen die Gelegenheit erhalten, regionale Erfahrungen mit derlei großflächigen Breitbandnetzausbauten zu gewinnen. Dabei soll die Innovations- und Konkurrenzfähigkeit der deutschen Industrie im Export gefördert und dem Handwerk durch Aufträge beim Ausbau der Hausinstallation Beschäftigung gegeben werden, denn die Deutsche Bundespost verlegt das Breitbandnetz nur bis zum Übergabepunkt zu den Privatgrundstücken. Übrigens wird es sich bei diesen Netzen noch um reine Verteilnetze ohne Rückkanal handeln, und sie stellen keine Konkurrenz zu den geplanten vier Pilotkabelprojekten in München, Berlin, Ludwigshafen und Dortmund dar. Diese Orte sind deshalb zunächst aus dem vorstehend erläuterten Großversuch ausgeklammert.

In Düsseldorf wird die seit 1976 im Abschattungsgebiet der Sohnstraße betriebene GGA um zwei neue Abschattungsbereiche (Deutsch-Japanisches Center und LVA-Hochhaus) erweitert. Ab 1980 soll die Stadt derart verkabelt werden, daß alle am Ort drahtlos empfangbaren Programme im Kabel verteilt werden. Vorgesehen sind sechs Fernsehprogramme (einschl. dem 1. und 2. niederländischen Programm) und 14 Hörfunkprogramme, darunter Deutschlandfunk, Europawelle Saar, Radio Luxemburg, BFBS und zwei holländische Programme. – Auch im Fall Düsseldorf verlegt die Post nur bis zum Hausübergabepunkt.

Handel und Vertrieb

Die Interfunk-Einkaufsgenossenschaft präsentierte auf der 14. Interfunkbörse in Flims (20. bis 30. März) den Heimcomputer als ein neues, zukunftsorientiertes Produkt. Interfunk nannte folgende Zahlen: Heimcomputer erzielten bei uns 1978 einen Umsatz von 2 Mio. DM, für die nächsten Jahre wird mit einer jährlichen Zuwachsrate um 150 % (!?) gerechnet. In den USA hätten bis Ende 1978 bereits für 1 Mrd. DM Heimcomputer abgesetzt werden können, dort liegen die jährlichen Steigerungsraten bei 80...110 % (!?).

Veranstaltungen und Termine

Telecom '79, die 3. Weltausstellung der Telekommunikation in Genf (20. bis 26. September 1979), wird 70 000 m² Ausstellungsfläche aufweisen. Das Freigelände vor der neu hinzugenommenen Halle 9 ist bereits ausgebucht. Am 2. März hatte die Ausstellungsleitung zu einer Tagung der Aussteller nach Genf eingeladen. Vom 19. bis 26. September gibt es täglich einen Informationsdienst (Info-Telecom 79). – Dem 3. Welt-Telekommunikations-Forum während der Telecom 79 steht als Präsident Mohamed Milli, Generalsekretär der UIT, vor. Es werden 2000 Teilnehmer erwartet. Der 1. Teil befaßt sich mit den Perspektiven und den ökonomischen Auswirkungen der Telekommunikation; 30 Experten aus der ganzen Welt werden Statements abgeben. Der zweite Teil ist der Nachrichtentechnik gewidmet, wofür 400 Vortragsanmeldungen eingegangen sind. Etwa 100 sollen zugelassen werden. – Ca. 300 Verleger aus der ganzen Welt zeigten Interesse an der erstmalig stattfindenden Weltbuchmesse für Elektronik und Telekommunikation. Hingegen zum dritten Male findet der Wettbewerb „Jugend im Elektronik-Zeitalter" statt. Jugendliche zwischen 8 und 18 Jahren können sich mit Photographien, Zeichnungen oder anderen bildlichen Darstellungen zum Thema „Die Telekommunikation heute und in der Zukunft" beteiligen. – Alle Auskünfte: Generalkommissar R. Fontaine, UIT, CH-1211 Genf, Place des Nations.

Verbände

In der zweiten Aprilhälfte soll in Paris die Gründung der EACEM (European Association of Consumer Electronics Manufacturers) bekannt gegeben werden. Ihm werden angehören die nationalen Verbände der Hersteller von Unterhaltungselektronik in den Ländern Belgien, Bundesrepublik Deutschland, Frankreich, Großbritannien, Italien und den Niederlanden. Die Aufgabe ist eine bessere Vertretung der Interessen dieses Industriezweiges auf internationaler Ebene. Schon bisher gab es auf der Geschäftsführer-Ebene ständige Fühlungnahmen, die nunmehr in eine Organisation münden werden. Geplant ist u. a. eine Statistische Kommission ähnlich der schon bestehenden europäischen technischen Kommission (Eurotech). Über die Besetzung des Präsidiums von EACM ist noch nichts bekannt. – Die Gründung des neuen europäischen Zusammenschlusses der Gerätehersteller wurde sehr unterstützt durch die bereits bestehende Vereinigung der europäischen Bauelementeproduzenten (EECA), über deren Aktivität wir u. a. im Leitartikel Heft 23/78 berichteten.

6. Trend-Untersuchung

Die Dr. Richter-Forschungsgruppe führt im Auftrag des Franzis-Verlages monatlich repräsentative Befragungen bei den FUNKSCHAU-Beziehern durch zu gesamtgesellschaftlichen Entwicklungstendenzen und den sich daraus ergebenden Konsequenzen für die Elektronik-Branche. Die Ergebnisse sind von besonderer marktstrategischer Bedeutung, weil FUNKSCHAU-Bezieher hinsichtlich angewandter elektronischer Technologie Meinungsführer sind (repräsentative Stichprobe n = 500, Ausschöpfung 69 %, Befragungszeitraum 13. 2. 79 bis 15. 3. 79).

Das Thema

Wo liegen die Absatzchancen für elektronische Technologie im Bereich des Straßenverkehrs, bzw. welchen Einfluß werden die Möglichkeiten der elektronischen Technologie auf den Straßenverkehr nehmen?

Die Ergebnisse

1. Der Durchschnitt der FUNKSCHAU-Bezieher glaubt, daß die Verbesserung der Verkehrsflußsteuerung mit Hilfe elektronischer Technologie eher gelingen wird als die Erhöhung der Sicherheit im Auto.

2. Die Möglichkeiten elektronischer Verkehrsflußsteuerung werden sich, wenn es nach den Wünschen der Bürger geht, graduell wie folgt durchsetzen:

   a) Steuerung des Verkehrs über regionale Verkehrsfunksender, die sich im jeweiligen Gebiet mit Informationen von selbst zu Wort melden.
   b) Die individuelle Verkehrsbeeinflussung über Fahrzeuggeräte, die nach Eingabe des Ziels den jeweils günstigsten Weg anzeigen und vor Verkehrshindernissen (Eisglätte, Sichtbehinderung etc.) warnen.
   c) Die kollektive Verkehrsbeeinflussung über Wechselzeichenanlagen (Rolloprinzip, Prismen, Lichtzeichen), die je nach Verkehrslage von einer Zentrale umgestellt werden.

3. Die zentralen Funktionsbereiche des Autos, die mit elektronischer Technologie vorrangig verbessert werden sollten, sind Überwachung und Selbstregelung:
   a) des Bremssystems,
   b) der Abgasentwicklung und
   c) des Betriebsstoffverbrauchs.

Den Kommentar schrieben Ernst Gundel, Chef der Kfz-Technik im ADAC, und Eberhard Twiehaus, Leiter des Bereichs Verkehr der ADAC-Zentrale:

Der Einsatz der Elektronik ist in der Verkehrslenkung sicher wichtiger als im Fahrzeug selbst. In der Bundesrepublik Deutschland wie auch in den meisten europäischen Ländern nimmt der Straßenverkehr stärker zu als das Straßennetz. Vor allem muß die Leistungsfähigkeit der vorhandenen Straßen durch verkehrslenkende Maßnahmen optimiert werden. Die früher ausschließlich üblichen Wegweiser, Verkehrszeichen und Fahrbahn-Markierungen reichen längst nicht mehr aus.

Der erste Schritt: Es mußte ein Verfahren gefunden werden, das umfangreiche Angebot regionaler Verkehrsmeldungen für die Verkehrslenkung zu nutzen. Ein elektronisches System, angesiedelt im UKW-Bereich, spricht die Verkehrsteilnehmer gezielt an und gibt ihnen Verhaltensempfehlungen für ihren jeweiligen Standort. Das sind beispielsweise rechtzeitige Warnung vor Stauungen, Empfehlungen geeigneter Umleitungs-Strecken, Informationen über bestimmte Straßenwetterlagen, Anbieten von Ausweichmöglichkeiten für überfüllte Grenzübergänge.

*Das inzwischen europaweit genormte **A**utofahrer-**R**undfunk-**I**nformations-System ARI automatisiert den Empfang solcher Informationen. Es besteht aus drei verschiedenen Kennungen, die es möglich machen, mit dem Autoradio jederzeit die für eine Region bestimmten Verkehrsinformationen zu empfangen. Diese zielgruppengerechte Information wird erreicht durch Senderkennung, Bereichskennung und Meldungskennung. Letztere „öffnet" ein stummgeschaltetes oder durch Tonbandkassetten belegtes Autoradio und liefert die Durchsage in vorher festgelegter Lautstärke. Nimmt man hinzu, daß eine Warntonautomatik ertönt, wenn der eingestellte Sender zu schwach wird oder nicht mehr „zuständig" ist, dann wird deutlich, daß moderne elektronisch modifizierte Autoradios schon lange nicht mehr nur reine Unterhaltungs-, sondern auch Verkehrssicherheitsgeräte sind.*

*Handelt es sich bei ARI um ein bewährtes, akustisches Steuerungsverfahren, so steht den Fahrzeuglenkern im **A**utofahrer- **L**enkungs- und **I**nformations-System ALI ein erfolgversprechendes optisches Kommunikationsmittel zur Verfügung. In einem permanenten Datenaustausch wird erreicht, daß der Autofahrer die jeweils günstigste Route an seinem Armaturenbrett angezeigt bekommt. Kommunikationsmittel sind hier einmal ein Bordcomputer, verbunden mit einer Antenne, und zum zweiten ein Straßensendegerät, das über Induktionsschleifen in der Fahrbahndecke mit dem Bordcomputer „spricht".*

Bald Wirklichkeit: Sind vom Autofahrer einmal die Daten seines Fahrzieles in sein Bordgerät eingetippt, gespeichert und dem Straßensendegerät in codierter Form übermittelt, dann werden von diesem via Zentralcomputer auf dem Anzeigegerät im Wagen nicht nur bestimmte Weisungen sichtbar, sondern auch Geschwindigkeits- und andere Verhaltensempfehlungen. Eine derartige, in vieler Hinsicht noch ergänzbare Streckenelektronik, die sich mehr und mehr einer „automatischen Straße" nähert, läßt noch vielfältige, gleichfalls der Verkehrssicherheit dienende Nutzungen offen. Denkbar ist z. B. eine direkte Meldung

eines Unfalles an Polizei und Hilfsdienste[1]).

Wenn man sich die von einer Zentrale elektronisch gesteuerten Wechselzeichenanlagen als Vorstufe des ALI-Systems vorstellt, wird die Bedeutung der Elektronik im Auto als wichtiges Verkehrssicherheitselement besonders deutlich. Diese Anlagen haben sich an neuralgischen Brennpunkten des Verkehrs bereits hundertfach bewährt.

Kein Zweifel besteht auch darüber, daß künftig im Auto selbst immer mehr Elektronik zu finden sein wird. Zwei große Aufgabenbereiche bieten noch in den 80er-Jahren deren verstärkten Einsatz an: das Überwachen von Aggregatfunktionen bzw. das rechtzeitige Warnen bei Störungen oder kritisch werdenden Situationen und das Regeln verschiedener Aggregate.

[1]) Die Versuchsanlage im Ruhrgebiet nimmt in Kürze ihre Tätigkeit auf.

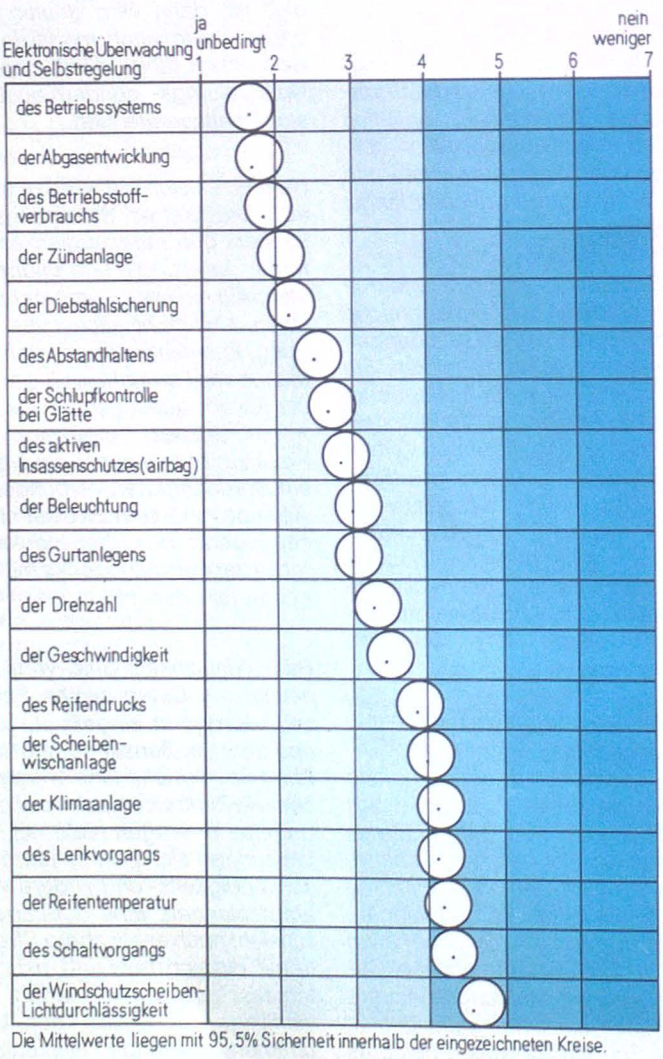
Wichtige Voraussetzung für mehr Elektronik im Auto ist dabei das Vorhandensein von Bauelementen, die den harten Einsatzbedingungen im Auto gewachsen sind. Im Gegensatz zur stationären Verwendung elektronischer Bauteile in Industriemaschinen und Haushaltsgeräten mit meist recht konstanten Verhältnissen wird diesen Teilen im Auto wesentlich mehr abverlangt. Sie müssen bei –20 °C genauso funktionieren wie bei +50 °C, Schwingungen und Stöße dürfen sie genauso wenig in ihrer Arbeit beeinträchtigen wie kräftige Wassergüsse – im Winter sogar Salzwasserduschen.

Genauso wichtig sind die Kosten. Je mehr Elektronik verwendet wird, desto teurer wird das Auto werden, und es gilt, sehr sorgfältig abzuwägen, in welchem Verhältnis hier Kosten und Nutzen zueinander stehen. Ein typisches Beispiel dafür sind elektronische Systeme, die ein Blockieren der Bremse verhindern und die es ermöglichen, auch in der Kurve zu bremsen, ohne ein Blockieren der Räder und damit den Verlust der Seitenführungskraft befürchten zu müssen. Solche Aggregate werden z. Z. nur bei Spitzentypen von BMW und Daimler-Benz gegen einen stolzen Aufpreis von rund 2200 DM angeboten. Sicher ist zu erwarten, daß die Weiterentwicklung der Geräte zwar auch zu Vereinfachungen und Verbilligungen führt und damit auch preislich gesehen eine Verwendung im Großserienfahrzeug akzeptabel wird, aber ein Auto mit Elektronik wird immer teurer sein als eines ohne.

Erste Ansätze zur Beseitigung eines geradezu anachronistischen Zustandes, nämlich der Steuerung der Zündanlage durch den mechanischen Unterbrecher, deuten sich an. In den Spitzenmodellen der deutschen Automobil-Hersteller werden heute bereits serienmäßig kontaktlose Transistor-Zündanlagen verwendet. Man kann davon ausgehen, daß bei einer immer strenger werdenden Abgasgesetzgebung und dem Zwang, Kraftstoff zu sparen, in diesem Bereich der Elektronik der Weg geebnet wird. Der besondere Vorteil dieser kontaktlosen Zündung liegt dabei zweifellos in dem sehr guten Zeitstandverhalten, mit dem die Konstanz der Einstellwerte über einen langen Zeitraum hinweg erhalten werden kann.

Nahezu unerschöpflich sind die Möglichkeiten, die Elektronik als Überwachungsinstrument einzusetzen. Das geht von der Kontrolle des Motorölstandes, des Öldrucks, der Öltemperatur, über die Prüfung von Kühlmittelstand und Kühlmitteltemperatur, Ladezustand der Batterie, Bremsflüssigkeitsstand und Bremsbelagverschleiß bis hin zur Überwachung des Scheibenwaschwasserstandes.

Unter dem Begriff „Bordcomputer" steht auch in diesem Bereich der Einsatz der Elektronik kurz bevor, und er ist sicher zu begrüßen, soweit dadurch die prophylaktische Wartung und Kontrolle, sei es durch den Kraftfahrer selbst, sei es durch die Werkstatt, reduziert werden kann. Auf der anderen Seite muß man wohl aber auch sehr darauf achten, daß der Einsatz der Elektronik nicht zur Spielerei ausartet: Anzeigen über die Durchschnittsgeschwindigkeit innerhalb eines bestimmten Streckenbereichs oder die noch zu fahrende Strecke bis zu einem vorgegebenen Zielort und dergleichen Scherze mehr können auch mehr als Spieltrieb-Befriedigung und weniger als erforderliche Information angesehen werden.



Die Mittelwerte liegen mit 95,5% Sicherheit innerhalb der eingezeichneten Kreise.

Wolfgang Scheithauer, Eberhard Stenzel, Oswald Ullrich

Rechnergesteuerte Fertigung von Ablenkspulen

Täglich werden bei Telefunken im Werk Hannover u. a. mehrere tausend Ablenkspulen für Farbfernsehgeräte hergestellt. Zur Qualitätssicherung und zur Reduzierung des Ausschußanteils auf ein Minimum sind hierbei umfangreiche Maßnahmen notwendig, die eine sofortige Rücksteuerung evtl. auftretender Störungen ermöglichen und eine so hohe Auslieferqualität garantieren, daß in den Montagewerken nur noch geringe Nachkorrekturen notwendig sind, um die unvermeidlichen mechanischen Toleranzen beim Zusammenbau von Bildröhre und Ablenkeinheit auszugleichen.

Die störenden kurz- oder längerfristig einwirkenden Einflüsse bei der Herstellung der Spulen, wie z. B. Temperaturänderungen, Änderungen der Luftfeuchtigkeit, Drahtzugunterschiede, Verschleißerscheinungen usw. müssen nach entsprechender Auswertung im Prüffeld durch geeignete Eingriffe in den Fertigungsprozeß kompensiert werden. Das geschieht z. B. durch Änderung der Verteilung der Strangwindungszahlen, durch Korrekturen an den Wickelschablonen etc., so daß letztendlich eine gleichbleibende Fertigungsqualität erreicht wird.

Die Ablenkspule bildet nun mit der In-line-Bildröhre zusammen ein im wesentlichen selbstkonvergierendes System. Die Horizontal- und Vertikalablenkspulen der Einheit sind als Sattelspulen in Strangwickeltechnik ausgeführt, um kleinstmögliche Spulentoleranzen zu erreichen.

Das System benötigt zur Korrektur kleiner Restkonvergenzfehler, die durch unvermeidliche systematische Fehler und Toleranzen in Bildröhre und Ablenkspule gegeben sind, nur eine einfache passive Schaltung mit wenig Einstellern (*Bild 1a*). Diese dynamischen Korrekturen werden mit magnetischen Vierpolfeldern in der Ablenkebene durchgeführt. Die statischen Einstellungen erfolgen durch eine Mehrpoleinheit, die hinter der Ablenkspule montiert ist.

Insgesamt sind fünf Korrektursteller notwendig, die auf der Konvergenzplatte zusammengefaßt sind (*Bild 1b*). (Bei der Deltaröhre waren immerhin noch 28 Korrekturglieder erforderlich). Sie beeinflussen: 1. Die Konvergenz der horizontalen und vertikalen Linien in den Punkten A und B.

2. Die Kreuzung der horizontalen Linien in den Meßpunkten C und D (*Bild 2*).

Die geforderte hohe Konvergenzqualität erlaubt bei optimaler Konvergenzeinstellung der fertigen Spule nur geringfügige Restfehler.

Bevor die rechnergesteuerte Ablenkspulenprüfung beschrieben wird, seien zunächst kurz der Fertigungsprozeß sowie die bereits dort eingeschalteten Prüfvorgänge erläutert. Das Wickeln der im *Bild 3* gezeigten Teilspulen für die Ablenkeinheit erfolgt auf modifizierten Rundtischautomaten. Die Arbeitsstationen am Rundtisch sind: wikkeln, verbacken, kühlen, entnehmen. Bei dem Wickelverfahren handelt es sich um eine rotierende Wickelschablone und einen oszillierenden Drahtführer (*Bild 4*).

Während des Wickelvorganges werden in den Wickelraum Stifte eingeschossen. Damit entstehen in der Formspule verschiedene Sektoren. Um mit einer Pilotmaschinengruppe Qualitätssteuerung der anderen Maschinen vornehmen zu können, ist völlige

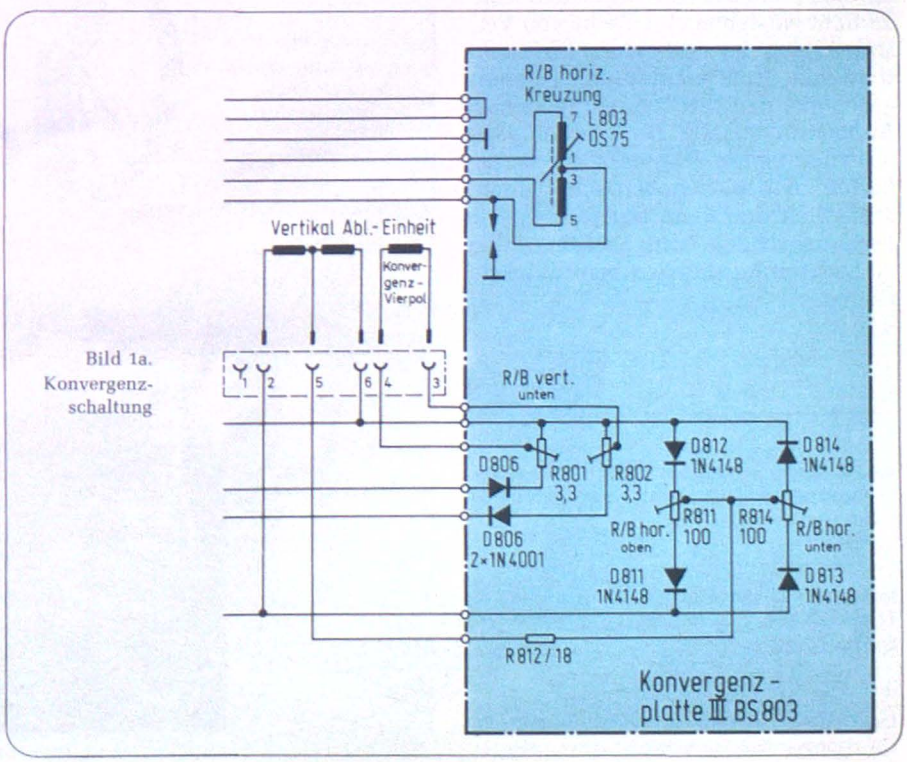


Bild 1a. Konvergenzschaltung

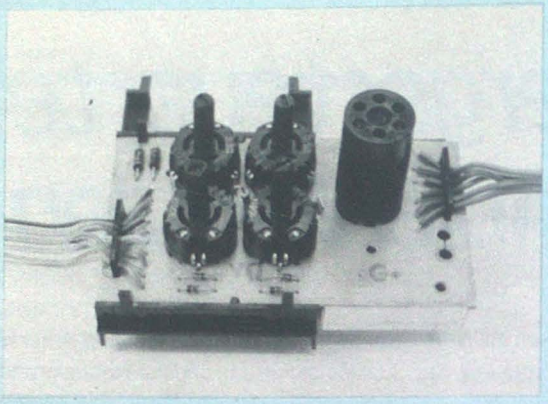


Bild 1b. Konvergenzplatte mit fünf Korrekturstellern

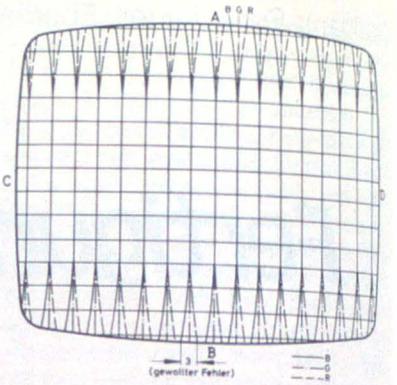


Bild 2. Systematische Konvergenzfehler und die Einstellpunkte A, B, C und D

Gleichheit der Maschinen untereinander notwendig. Mit Ausnahme der die Funktionssicherheit der Maschine sicherstellenden Parameter sind zur Sicherung der Qualitätsgleichheit der Wickel zwölf Maschinenwerte einzuhalten. Die Wickelschablone und die dazugehörende Stifteinschußvorrichtung bestimmen die geometrische Form und die damit erreichte Kupferverteilung den Feldcharakter der Spule.

Die Wickelschablone selbst wird aus einer gekneteten AL-Legierung ausgeschlagen (*Bild 5*). Die Schablonen sind in ihrer Form untereinander gleich. Theoretisch werden also bei gleichen Maschinendaten und gleichen Schablonen auch Spulen mit gleichen elektrischen Daten gefertigt. In der Praxis ist das aber nicht der Fall. Durch den Kupferdraht entstehen eine Reihe von Veränderungen des Füllfaktors. Der Draht schwankt, trotz eingeengter Toleranz gegenüber den DIN-Werten, in seinem Außendurchmesser. Die Gleitfähigkeit des Thermoplast-Drahtes ist auf der polierten Schablonenoberfläche unterschiedlich und kann mit jeder neuen Fertigungscharge beim Drahthersteller zu anderen Ergebnissen beim Wickeln führen.

Diese im Betrag geringen Veränderungen werden noch verstärkt durch das Einwickeln von vier bzw. drei parallelen Drähten. Auch Luftfeuchtigkeits- und Raumtemperaturschwankungen beeinflussen das Wickelergebnis nicht unerheblich.

Um die äußeren Einflüsse korrigieren zu können, sind an der Wickelschablone Einsätze angebracht. Der Wickelraum wird damit auf eine Genauigkeit von 0,01 mm eingestellt.

Die vom Prüffeld bei der fertigen Ablenkeinheit ermittelten elektrischen Daten werden in mechanische Größen umgesetzt und führen zu Korrekturen an den Wickelschablonen. Eine andere Korrekturmöglichkeit ist durch die Veränderung der Windungszahlen in den einzelnen Wickelsektoren gegeben.

Die Montage der Spulen erfolgt in Fließbandarbeit zur fertigen Ablenkeinheit. Um die Lage der Spulen eindeutig festzulegen, werden Kunststoff-

Bild 3. Die vier Teilspulen einer Ablenkeinheit

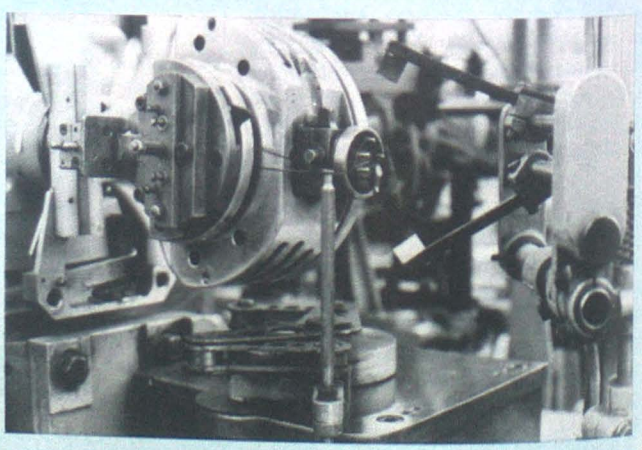


Bild 4. Wickelschablone in der Wickelstation

Ing. Wolfgang Scheithauer (40) trat 1959 bei Telefunken ein und leitet heute das Bausteinprüffeld in der Fabrik Hannover.

Ing. (grad.) Eberhard Stenzel (40) ist seit 1964 bei Telefunken tätig. Z. Z. ist er Fertigungsleiter der Fabrik Hannover.

Ing. Oswald Ullrich (49) ist Prüffeldleiter in der Fabrik Hannover. Bei Telefunken ist er seit 1951.

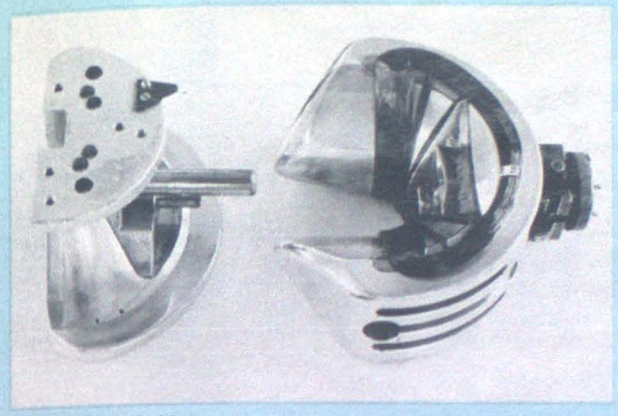


Bild 5. Wickelschablone

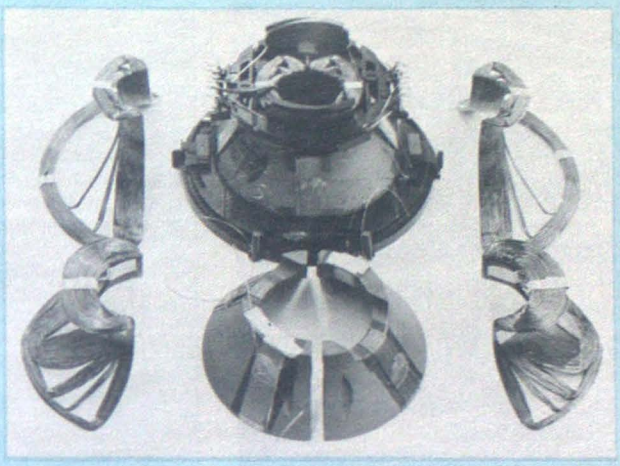


Bild 6. ▶ Komplette Ablenkeinheit und ihre Teilwickel

spritzteile verwendet. Durch die Gleichheit der Teile sind Veränderungen während der Montage und beim Betrieb im Gerät weitgehend ausgeschlossen (*Bild 6*).

Alle zur Herstellung der Spulen benötigten Materialien (z. B. Draht, Jochringe etc.) werden bereits in der Wareneingangskontrolle auf die Einhaltung der in den jeweiligen Liefervorschriften festgelegten Werte kontrolliert. Im Prüffeld beginnt die Kontrolle der Bauteile bzw. Baueinheiten während des Fertigungsprozesses.

An den Wickelautomaten mit je vier Wickelschablonen für die Horizontal- und Vertikalspulen werden stichprobenweise die Verbackzeit, -temperatur, der Drahtzug, die Windungszahl sowie die für die Pressung der Wickel verwendeten Druckstücke auf unzulässige Abweichungen (Verschleißerscheinungen) geprüft.

Die Ergebnisse werden aufgezeichnet und zusammengefaßt an die Fertigung gegeben, so daß erkannte Mängel sofort die notwendigen Korrekturen auslösen. Anschließend erfolgt eine Revision der Spulenwickel mittels L-Vergleich. Dabei werden die prozentualen Abweichungen, verglichen mit Musterspulen, festgestellt. Die parallelgefertigten Vierpolwicklungen mit Jochring werden nach Fertigstellung ebenfalls einer Stichprobenprüfung unterzogen. Hierbei werden besonders die Wickelgeometrie und der Achsenstand der Wickel zueinander kontrolliert.

Daran schließt sich eine elektrische Vorprüfung einschließlich Jochringjustage an einer besonders dafür entwickelten Vorrichtung an. Hierbei wird durch Drehen bzw. Verschieben des Jochrings die optimale Entkopplung des Jochringwickels gegen die Zeilen- bzw. Bildspule sichergestellt. Gleichzeitig wird die zentrische Lage des Jochrings zur Bildrohrachse justiert und anschließend fixiert. Die auf den Wickelautomaten hergestellten Einzelspulen sind in bezug auf die spätere Konvergenzqualität nicht prüfbar.

Da aber, wie vorher beschrieben, jede Maschinengruppe (Wickelautomat und -schablone) durch die aufgezeigten Parameter beeinflußt wird, muß über die zusammengebauten Ablenkspulen in verhältnismäßig kurzer Zeit eine Qualitätsaussage gemacht werden. Deshalb erfolgt in bestimmten Zyklen eine repräsentative Stichprobenentnahme der montierten Spulen, wobei alle Automaten und Wickelschablonen gleichermaßen erfaßt werden.

Die Prüfergebnisse werden auf EDV-Karten übertragen und im Rechner ausgewertet. Man erhält somit etwa alle zwei Stunden eine Aussage über die Maschineneinstellung. Daraus kann wiederum die Entscheidung über die Notwendigkeit einer Korrektur abgeleitet werden. Diese Prüfung der kompletten Ablenkspule erfolgte früher durch Prüferinnen, und zwar durch subjektive Beurteilung der Konvergenzqualität auf „Nullbildröhren" (*Bild 7*), bei denen alle die Konvergenz beeinflussenden Größen in der statistischen Mitte liegen. Diese „subjektive" Beurteilung aber beinhaltet naturgemäß eine gewisse Erweiterung des Bereiches der objektiven Qualitätsaussage, d. h. je nach Prüferin wird ein Qualitätsmerkmal in gewissen Grenzen unterschiedlich interpretiert.

Diese Interpretation gilt für die Vielzahl der Meß- bzw. Beobachtungspunkte auf dem Fernsehbildschirm, so daß damit die Aussage der Gesamtqualität nicht ganz frei vom jeweiligen Beurteilungsvermögen der Prüferin war. Somit erwies sich dieses Verfahren für eine Rücksteuerung trotz Einsatzes eines Rechners für die Auswertung als nicht völlig frei von gewissen „Schwachstellen" im Qualitätssteuerungsprozeß. Auch war eine gewisse

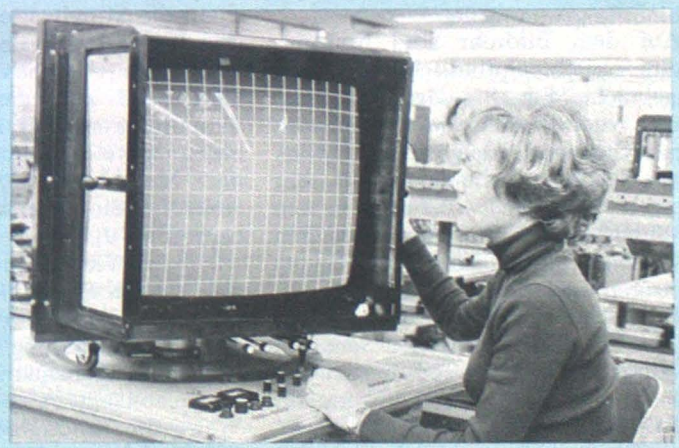


Bild 7. Prüfplatz für die subjektive Beurteilung der Konvergenzqualität

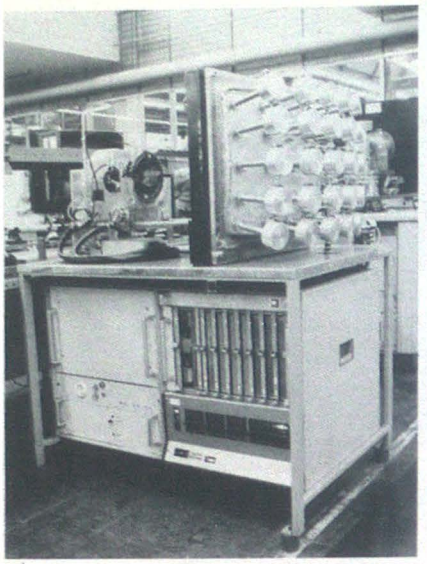


Bild 8. Prozeßrechner-gesteuerter Prüfautomat

Bild 9. Kleinrechenanlage bestehend aus: (v. l. n. r.) Schnelldrucker, Kartenleser, Zentraleinheit, Plattenspeicher und Dreifarbenplotter

Bild 10. Zentraleinheit der Kleinrechenanlage

Bearbeitungszeit erforderlich, um die vom Rechner ausgedruckten Meßzahlen in die für die Korrektur der Wickelmaschine erforderlichen Maßnahmen umzusetzen.

Aus diesem Grunde wurden in eigener Regie Meßautomaten entwickelt, die jetzt mit großem Erfolg angewendet werden. Dieses Prüfsystem für Ablenkeinheiten vereint in optimaler Weise die Prüfung, die Auswertung und die Erfassung der notwendigen Parameter für die Fertigungssteuerung.

Kernstück ist ein Prozeßrechner, der sowohl die Prüfvorgänge steuert als auch die Prüfergebnisse speichert. Er ist zusammen mit einem modifizierten Fernsehchassis, einer In-Line-Farbbildröhre und der Steuerelektronik Teil eines Prüfautomaten (*Bild 8*).

Eine Kleinrechenanlage ist über eine Datenleitung mit dem Prozeßrechner verbunden und ermöglicht die Abfrage und Weiterverarbeitung aller Prüfdaten zu jedem gewünschten Zeitpunkt. Die Meßwertaufnahme im Prüfautomat geschieht folgendermaßen:

Auf dem Bildrohr sind fünfundzwanzig lichtempfindliche Sensoren angebracht. Ein Signalgenerator erzeugt, vom Prozeßrechner gesteuert, senkrechte und waagerechte Linien. Diese werden nacheinander in sehr kleinen Schritten (< 0,2 mm) in den Grundfarben rot-grün-blau über den Bildschirm geschrieben und von den Sensoren registriert.

Der Rechner zählt diese Signalschritte, die bis zu den einzelnen Sensoren benötigt werden, und speichert sie ab. Gleichzeitig erzeugt er Stellwerte für die Einstellung der statischen Konvergenz. Die Einstellung wird durch kleine Elektromagnete am Bildrohrhals vorgenommen.

Im Programm des Prozeßrechners sind die Funktionen und Stellwerte aller Korrekturglieder (Konvergenzplatte und Magnetkorrektur) festgelegt. Nach Erfassen der Abweichungen der Werte von der Grundeinstellung (Mittelwert der Einsteller) errechnet der Prozeßrechner die verbliebenen Restfehler des Prüflings für jeden Meßpunkt.

Die auf diese Weise ermittelten Daten werden im Rechner mit den im Speicher vorhandenen Sollwerten verglichen, die Mittelwerte daraus gebildet und die Ergebnisse über einen Drucker ausgegeben. Für eine verdichtete Qualitätsaussage zu jedem gewünschten Zeitpunkt werden die ermittelten Daten bis zum jeweiligen Abruf durch eine allen Meßautomaten angeschlossene weitere Kleinrechneranlage abgespeichert (*Bild 9*).

Für die Vielzahl der im vorher beschriebenen Produktionsprozeß benötigten Wickelschablonen, von deren richtiger Einstellung ja in erster Linie die Konvergenzqualität der Ablenkspule abhängt, müssen in sinnvoller Weise die benötigten Daten aus den Prüfergebnissen abgeleitet werden. Das bedeutet eine getrennte Aussortierung nach Wickelautomaten und -schablonen.

Hierbei ist eine Datenflut zu erarbeiten, deren Umfang nachfolgend kurz angedeutet sei: Bei 25 Meßpunkten je Schablone erhält man bereits ca. 1000 Einzelwerte. Da die Meßpunkte aber auch nach Farbvergleich rot-grün und blau-grün zu berechnen sind, verdoppelt sich die Meßwertzahl auf 2000.

Da nun nicht nur jede Schablone einmal täglich gemessen wird, sondern eine Vielzahl, sind täglich weit über 100 000 Meßgrößen auszuwerten. Daraus sind die Mittelwerte und Qualitätsklassen zu bilden, damit Trendverläufe schnellstens erkannt werden können.

Deshalb werden die Meßdaten von einer weiteren Kleinrechneranlage nach Bedarf abgerufen (*Bild 10*). Dort kann für jede gewünschte Schablone durch einen zur Anlage gehörenden Dreifarbenplotter das Konvergenzbild der Schablone in den drei natürlichen Farben rot-grün-blau gezeichnet werden (*Bild 11*). Zur besseren Handhabung (Archivierung) wird dabei vom Rechner das natürliche Bildröhrenformat auf einen kleineren Maßstab heruntertransformiert (etwa 12 cm x 15 cm).

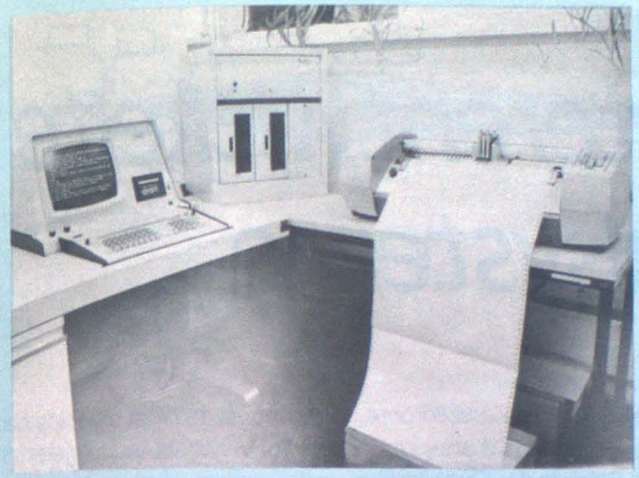


Bild 11. Rechenanlage mit Dreifarbenplotter und Konvergenzbildern

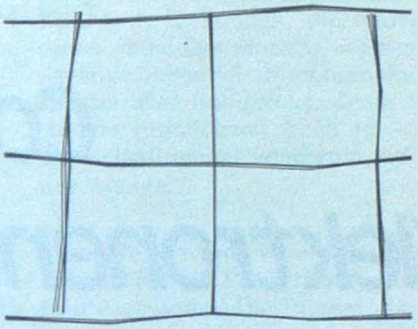


Bild 12. Konvergenzbild einer Schablone

die Abweichungen der Konvergenz in den wichtigsten Meßpunkten dagegen zur besseren Verdeutlichung um den Faktor 2 vergrößert (*Bild 12*). Anhand der den Schablonen zugeordneten Bilder, die auch aus den Mittelwerten einer beliebigen Anzahl von Ablenkeinheiten stammen können, stehen dem Fertigungsingenieur in übersichtlicher Weise und in kürzester Zeit alle benötigten Parameter zur Fertigungssteuerung zur Verfügung.

Zusätzlich können Qualitätsdaten der Ablenkeinheiten in einen Plattenspeicher abgelegt und zu Tages-, Wochen-, Monats- und Jahresübersichten abgefragt werden, die natürlich auch als Meßwertprotokolle ausgedruckt werden können.

Mit dem beschriebenen Verfahren gelang es nicht nur, kurzfristig auf alle möglichen Störgrößen im Fertigungsablauf zu reagieren, sondern die Zahl der Nachkorrekturen über das rechnerausgewertete Konvergenzbild gegenüber dem vorher praktizierten Verfahren erheblich zu reduzieren, in dem subjektiv ermittelte Daten dem Rechner zur Auswertung gegeben und als Steuerinformation für die Wickelmaschinen umgesetzt wurden.

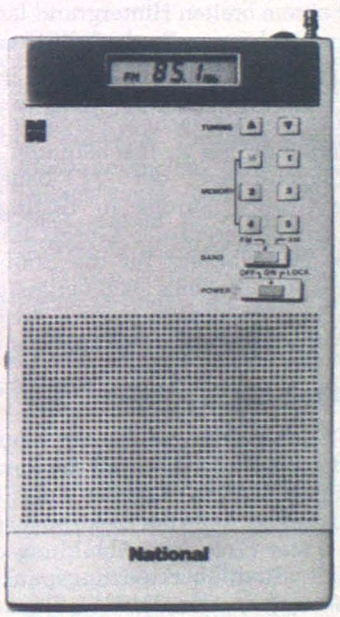
Alle wirklich erforderlichen Korrekturmaßnahmen können sofort nach Auftreten bestimmter unzulässiger Abweichungen unter Ausschaltung aller subjektiven Einflüsse eingeleitet werden. Dies wiederum ermöglicht eine ständig gleichbleibende, sich nur in sehr geringen Grenzen verändernde gute Fertigungsqualität über lange Zeiträume.

Taschenempfänger mit Spitzenklasse-Komfort

Die geringen Abmessungen des Taschenempfängers (*Bild*) von Matsushita (Dicke 7,6 mm; Breite 79 mm; Höhe 137 mm) lassen nicht darauf schließen, daß er einige Schaltungseinzelheiten aufzuweisen hat, derer sich manch „großer" Receiver auch nicht schämen müßte. Dazu gehören eine PLL-Synthesizer-Abstimmung mit digitaler Frequenzanzeige mittels LCD, Suchlauf, Speichermöglichkeit von fünf Stationen sowie die Empfangsbereiche MW und UKW.

Die Abstimmung im UKW-Bereich erfolgt im 200-kHz-, bei MW im 10-kHz-Raster. PLL, CMOS-RAM, Anzeigentreiber und ROM-Controller befinden sich auf einem einzigen LSI-Chip, Front-End und Zf-Verstärker sind ebenfalls integriert. Die High-Speed-Vorteiler sind in ECL- und DSA-MOST-Technik ausgeführt. Die hier angewandte DSA-(Diffusion Self Aligned-) Technologie hat für die Großintegration einige Vorteile zu bieten; sie bestehen in hohen Verstärkungsfaktoren bei niedriger Versorgungsspannung, engtolerierter, niedriger Schwellenspannung sowie geringer Sperrschichtkapazität.

Im FM-Demodulator wird ein akustisches Oberflächenwellen-(SAW-) Filter eingesetzt. Die Keramik-Zf-Filter sind direkt auf der Printplatte montiert, alle Elektrolytkondensatoren wurden als Chip ausgeführt. Die Spannungsstabilisierung erfolgt mit einem Schaltspannungsregler mit geringer Störstrahlung; zur Stromversorgung dienen Alkalibatterien.



Der nicht ganz 8 mm dicke Taschenempfänger von Matsushita enthält eine Synthesizer-Abstimmung für MW und UKW sowie Speichermöglichkeiten für fünf Stationen

Die kleinen Abmessungen des Geräts bedingten eine besonders geringe Höhe des Lautsprechers, er ist nur 6,3 mm dick. Die Ausgangsleistung beträgt 120 mW.

Dipl.-Phys. Pieter Bracke

Computerentwickelte Elektronenstrahlsysteme

Mit der Markteinführung der Heliochrom-Farbbildröhre [1] im August 1977 ist die Bildschärfe wieder zum zentralen Thema geworden. Da aber im Hinblick auf Viewdata- und Teletext-Systeme die Erwartungen an die Schärfe der Farbbildröhre weiter steigen werden, ist es zu verstehen, daß man in den Entwicklungslaboratorien der Bildröhrenhersteller an der Schärfeverbesserung durch die Erprobung neuer Strahlsysteme ständig weiterarbeitet. Im folgenden wird die Anwendung der Computersimulation am Beispiel der Entwicklung des schärferen „Highfocus"-Strahlsystems demonstriert.

Vor einem breiten Hintergrund langjähriger Erfahrungen und ständig neuer Experimente tritt immer stärker der Einsatz von Großrechnern zur Simulation der physikalischen Vorgänge in der Farbbildröhre in Erscheinung. Im Grundlagen-Labor der ITT-Bauelemente Gruppe Europa in Esslingen wird seit längerem der Einsatz eines Computerprogramms für die Simulation des Strahlsystems als zuverlässiges und schnelles Verfahren zur Entwicklung verbesserter Systeme angewandt.

Die Raumladung

Ein Computerprogramm zur Simulation des Strahlsystems muß die Raumladungseffekte im Katodenraum berücksichtigen, denn der Elektronenspot ist in erster Linie eine Abbildung des ersten Strahlüberkreuzungspunktes (cross-over) in der Triode. Blendendurchmesser und -abstände sowie die Potentiale bestimmen den Verlauf der Elektronenbahnen.

Vor der Katode bildet sich eine negative Raumladungswolke aus, die bei der Berechnung der Bahn zu berücksichtigen ist. Ohne Raumladung wäre der emittierende Bereich der Katode größer, demzufolge auch der cross-over. Bei einem Strahlstrom von 700 µA zieht die Raumladung den cross-over gegenüber dem hypothetischen raumladungsfreien Fall von ca. 72 µm Durchmesser auf 48 µm zusammen. Somit würde der Spotdurchmesser bei Vernachlässigung der Raumladung um den Faktor 1,5 größer ermittelt als der wahre Spotdurchmesser.

Die Einbeziehung der Raumladung in die Berechnung von Elektronenbahnen in Strahlsystemen wurde durch die Einführung der Trajektorienmethode von Hauke [2] möglich. Auf dieser Grundlage basiert das Computerprogramm ELGUN, das zur Simulation von Strahlsystemen bereits erfolgreich eingesetzt wurde.

Schärfeerhöhende Maßnahmen

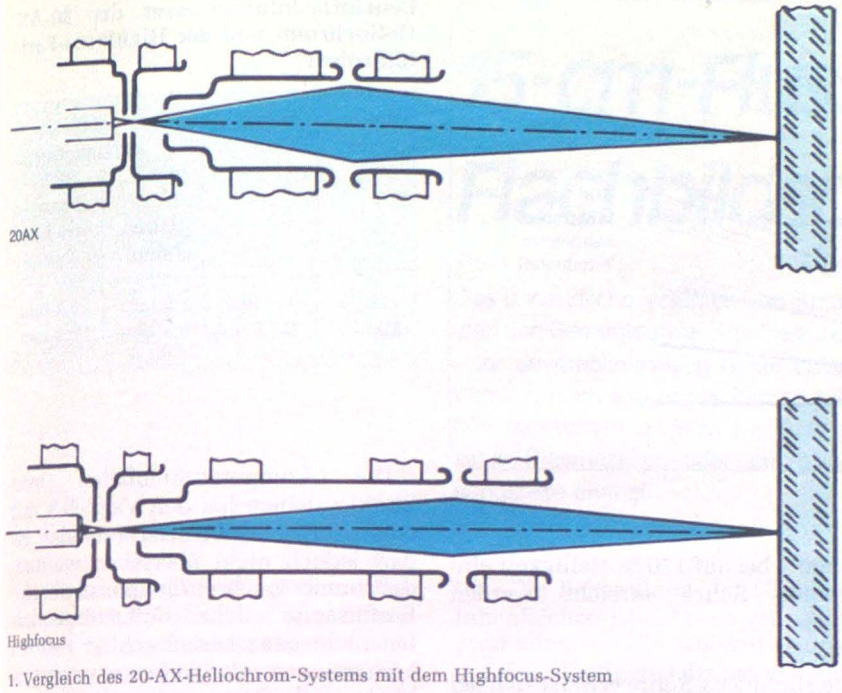
Der von der Elektronenoptik her einfachste Weg, die Strahlschärfe zu erhöhen, wäre, die Blendendurchmesser möglichst klein zu wählen. Diese Lösung ist für den Röhrenhersteller jedoch verboten. Mit kleiner werdendem Blendenloch steigt nämlich die Belastung der Oxidkatode, und die Lebensdauer der Bildröhre sinkt. Dabei erhöht sich die Katodenbelastung umgekehrt proportional dem Quadrat des Blendendurchmessers. Eine weitere Möglichkeit zur Verkleinerung des Strahldurchmessers besteht darin, den cross-over in Richtung der z-Achse auseinanderzuziehen. Das könnte beispielsweise durch eine Vorfokussierung der Randstrahlen im Bereich vor der Katode erfolgen. Ferner kann man eine längere Fokuslinse im System einbauen, wodurch die Elektronenbahnen den Bereich der Hauptlinse flacher erreichen. Mit dem längeren Fokusgitter wird allerdings eine erhöhte Fokusspannung notwendig.

Weitere Lösungsmöglichkeiten bestehen in der Wahl möglichst großer Durchmesser der Fokus- und Beschleunigungslinse. Hier sind die geometrischen Grenzen durch den Röhrenhalsdurchmesser und durch die Forderung nach hinreichendem Abstand der Linse vom Glas (Hochspannungsüberschläge) gegeben. Außerdem erfordert ein größerer Durchmesser der Linsen eine weitere Verlängerung des Systems. Der Röhrenbauer wird jedoch ein System vorziehen, das keine erhebliche Verlängerung des Röhrenhalses mit sich bringt.

Der von der Systementwicklungsgruppe im ITT-Röhrenwerk begangene Weg zur Schärfeerhöhung sieht im wesentlichen die Verlängerung des Fokusgitters vor. Das neue Strahlsystem „Highfocus" enthält eine Fokuslinse mit ca. doppelter Tubuslänge gegenüber dem System der 20-AX-Heliochrom-Farbbildröhre (*Bild 1*).

Entwicklungshilfe durch Computersimulation

Das Programm ELGUN erlaubt die Berechnung der Potentialverteilung im gesamten Strahlsystem. Im Triodenteil wird dabei die Raumladung berücksichtigt, so daß die Verhältnisse möglichst realitätsnah sind. Die Potential-



1. Vergleich des 20-AX-Heliochrom-Systems mit dem Highfocus-System

verteilung wird ausiteriert, bis ein Fehler <0,1 % erreicht ist. Anschließend erlaubt das Programm die Berechnung von Elektronenbahnen, wobei die Startbedingungen der Elektronen auf der Katode nach den bestehenden physikalischen Gesetzen ermittelt werden.

Da nicht beliebig viele Bahnen berechnet werden können, wird ein repräsentativer Querschnitt durch Verwendung einer Monte-Carlo-Methode ausgewählt. Auf diese Weise gelangt man zu einem Diagramm, das die Verteilung der Stromdichte im Elektronenspot angibt.

Mit Hilfe von ELGUN wird der Entwicklungsvorgang für eine neue Strahlgeometrie wesentlich abgekürzt. Denn statt – um eine neue Geometrie zu testen – mehrere Systeme aufzubauen, diese in Röhren einzuschmelzen und schließlich ein Meßprogramm durchzuführen, wird mit ELGUN die Geometrie im Rechner simuliert und die Schärfe ermittelt. Nach kurzer Zeit liegt dann die Aussage vor, ob die vorgeschlagene Geometrie eine Verbesserung bringt oder noch weitere geometrische Änderungen vorgenommen werden müssen.

In *Bild 2* ist dargestellt, wie die Äquipotentiallinien im Bereich der Triode für bestimmte Spannungen an Wehneltzylinder und Anode verlaufen. Die z-Koordinate ist die Röhrenachse, gezeichnet ist ein radialer Schnitt.

Aus dem Diagramm erkennt man, daß die Potential-Nullinie bei ca. 200 µm auf die Katode trifft. Somit tragen nur Elektronen einer Scheibe von ca. 0,4 mm Durchmesser zum Strahlstrom bei. Denn Elektronen, die außerhalb dieses Bereiches starten, müssen das negative Potential durchtunneln; das können aber nur solche, deren Startenergie hinreichend hoch ist – und diese Bedingung wiederum erfüllen nur wenige.

In *Bild 3* wurde eine Auswahl von Bahnen für die Potentialverteilung in Bild 2 geplottet. Die Bündel, die hier jeweils an fünf Punkten des Katodenschnittes starten, können gut auseinandergehalten und verfolgt werden. Die Bildung des cross-over wird dadurch sehr deutlich dargestellt, insbesondere wird klar, daß zur Ermittlung von Lage und Durchmesser des cross-over sehr viele Bahnen gerechnet werden müssen. Es hat sich gezeigt, daß der cross-over sich nicht mehr verändert, wenn mehr als 800 Bahnen berücksichtigt werden. In Bild 3 ist bei z = 3 mm eine leichte Einschnürung der äußeren Bahnen zu erkennen, die durch Einwirkung des katodenseitigen engen Tubus der Fokuslinse erklärt wird.

Das Highfocus-System

Die Verlängerung der Fokuslinse durch einen doppelt so langen weiten Tubus erfordert die Erhöhung der Schärfespannung auf etwa 7 kV. Die Rechenergebnisse zeigen, daß das Schärfemaximum im Vergleich zum 20-AX-System weniger ausgeprägt ist. Eine Fokusspannungsänderung im Highfocus-System von ± 100 V vergrößert den Elektronenfleckdurchmesser um 0,3 mm, beim 20-AX-System jedoch um 0,5 mm (*Bild 4a*). Das weist auf eine

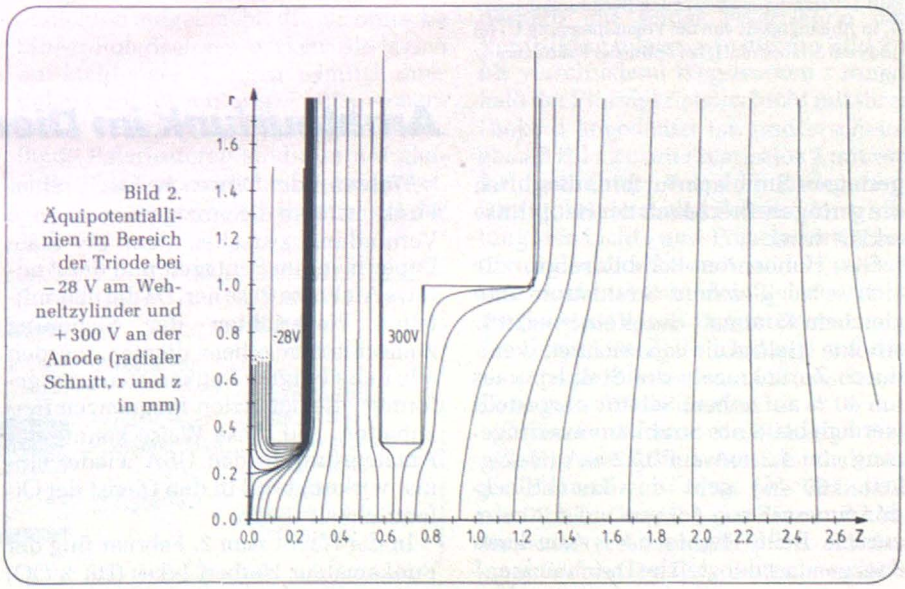


Bild 2. Äquipotentiallinien im Bereich der Triode bei –28 V am Wehneltzylinder und +300 V an der Anode (radialer Schnitt, r und z in mm)

Dipl.-Phys. Pieter Bracke (34) studierte Theoretische Physik an der Universität Göttingen. 1972 trat er als Entwicklungsingenieur in das Grundlagen-Labor der ITT-Bauelemente Gruppe Europa in Esslingen ein. Seine Hauptarbeitsgebiete sind: Röhrendesign, Elektronenoptik, Zeta-Potential (Beschirmung) und Koordination der Zusammenarbeit mit der Ablenkmittelentwicklung.

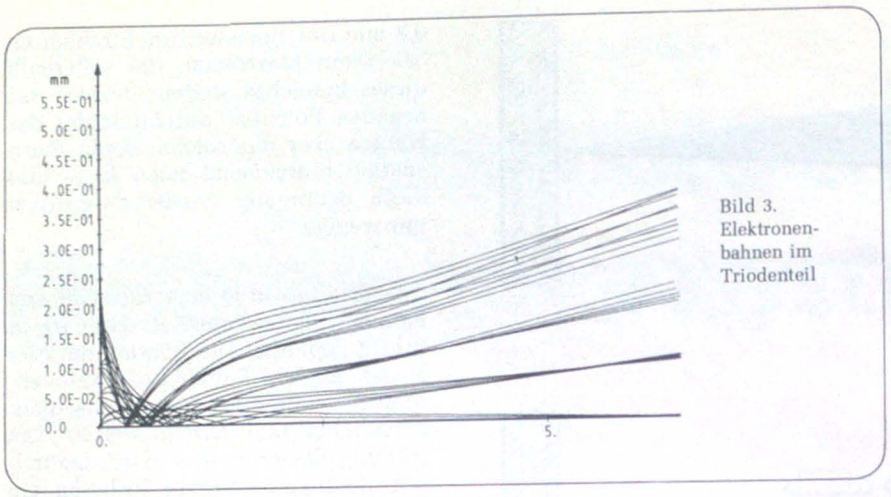


Bild 3. Elektronenbahnen im Triodenteil

Leuchtfleckdurchmesser der 20-AX-Heliochrom- und der Highfocus-Farbbildröhre

Helligkeit	Strahlstrom	Leuchtfleckdurchmesser 20 AX (Heliochrom)	Leuchtfleckdurchmesser Highfocus (Heliochrom)
170 %	1,2 mA	1,9 mm	1,4 mm
100 %	0,72 mA	1,3 mm	0,9 mm

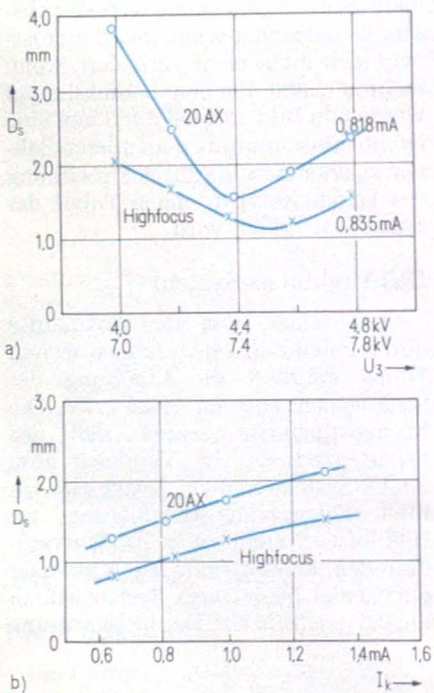


Bild 4. Veränderung des Leuchtfleckdurchmessers D_s in Abhängigkeit von der Fokusspannung U_3 (a) und vom Strahlstrom I_k bei optimaler Fokussierung (b)

geringere Strahlapertur hin, die durch die geringere Brechkraft der Hauptlinse erklärt wird.

Die Heliochrom-Farbbildröhre, die sich – bei gleichem Strahlstrom und gleichem Kontrast – durch eine um 70 % erhöhte Helligkeit auszeichnet, kann durch Zurückregeln des Strahlstromes um 40 % auf höhere Schärfe eingestellt werden; bei einer Strahlstromverringerung von 1,2 mA auf 0,72 mA (Helligkeit 100 %) geht der Leuchtfleckdurchmesser von 1,9 mm auf 1,30 mm zurück. Beim Highfocus-System kann dagegen fast der gleiche Durchmesser – 1,4 mm – bei auf 170 % Helligkeit eingestellter Röhre erreicht werden (*Tabelle*).

Die Highfocus-Röhre erweist sich bei der erhöhten Helligkeit der Heliochrom-Version also als praktisch gleich scharf wie die 20-AX-Heliochrom-Röhre mit verringerter Helligkeit. Die Veränderung der Schärfe mit zunehmendem Strahlstrom ist in Bild 4b dargestellt.

Die Erarbeitung von Daten, die zu den Diagrammen in Bild 4 führen, nehmen in der Regel zwei Mann-Tage in Anspruch. Das Prüfen einer neuen Geometrie geht dagegen in wenigen Stunden vor sich, da im allgemeinen nur wenige Punkte der Fokuskennlinie (Bild 4a) genügen, um eine Aussage zu erhalten. Somit steht mit ELGUN ein schnelles Hilfsmittel zur Entwicklung von neuen Strahlsystemen zur Verfügung.

Die Computer-Simulation von Strahlsystemen hat den Vergleich mit empirischen Ergebnissen bestanden. Es darf jedoch nicht übersehen werden, daß immer noch einige physikalische Einflüsse in solchen Computermodellen nicht ganz berücksichtigt werden können, wenn der Aufwand erträglich bleiben soll. Dazu gehören die Rauhigkeit der Katodenoberfläche und der von System zu System leicht unterschiedliche Warmabstand Katode – Wehneltzylinder sowie die lichtstreuende Wirkung des Schirmglases, die eine exakte empirische Ermittlung des Leuchtfleckdurchmessers nicht ermöglicht. Insofern wird jede Computer-Simulation letzte Unsicherheiten enthalten und schließlich das Experiment die endgültige Entscheidung bringen.

Literatur

[1] *Friedrich, R.; Nill, E.*: Die Heliochrom-Farbbildröhre A 66-501 X. FUNKSCHAU 1978, Heft 8, S. 331...333.

[2] *Hauke, R.*: Dissertation, Tübingen (1976).

Amateurfunk im Dienst der Öffentlichkeit

Während der Wirren in Iran stellten Funkamateure die einzige zuverlässige Verbindung zwischen dem US State Department im Pentagon und der Andrews Air Force Base her. Da die übermittelten Nachrichten der Sicherung menschlichen Lebens dienten, wurden alle unbeteiligten Funkamateure aufgefordert, die benutzten Frequenzen freizuhalten. Auf diese Weise konnte der Amateurfunk in den USA wieder einmal wirkungsvoll in den Dienst der Öffentlichkeit treten.

In der Nacht zum 2. Februar fing der Funkamateur Herbert Ixkes (DK 3 OO) den Hilferuf des Tropenarztes Dr. Alexandre Bendoriatis auf, der mit der medizinischen Betreuung der Indianer im Mato-Grosso-Gebiet betraut ist. Durch die großen Überschwemmungen waren die Malaria-Mittel aufgebraucht worden, und eine Ausweitung der Krankheit war zu befürchten. Das dringend benötigte Medikament konnte über das Medikamenten-Hilfswerk „action medeor" in Vorst sofort mittels einer Luftpostsendung nach Guayaramerin in der bolivianischen Provinz Beni geschickt werden.

Ta

15-cm-Flüssigkristall-Flachbildschirm

Das unhandliche Volumen von Katodenstrahl-Bildröhren und auch – berücksichtigt man den Gesamtaufwand für Heizung, Beschleunigung, Fokussierung und Ablenkung – ihr unverhältnismäßig hoher Leistungsverbrauch haben schon seit langem den Wunsch nach Flachbildschirmen mit höherem Gesamtwirkungsgrad geweckt. Von den zahlreichen in dieser Richtung gemachten Vorschlägen – etwa Elektrolumineszenz-, Plasmazellen- oder Leuchtdiodenrastern – hat jedoch bisher noch keiner Fertigungsreife erlangt.

Ein wichtiger Schritt auf dem Wege zum flachen Bildschirm scheint in letzter Zeit der japanischen Firma Hitachi gelungen zu sein: Ihr vor etwa zwei Jahren erstmals vorgestellter Flüssigkristall-Bildschirm wurde inzwischen erheblich verbessert und liefert jetzt auf einer Fläche von 12 x 9 cm^2 mit 19200 Bildpunkten ein bereits recht ansehnliches Schwarzweiß-Bild. (Vgl. auch Heft 25/1978, S. 1291.)

Arbeitsweise

Bei dem hier beschriebenen Flüssigkristall-Flachbildschirm von Hitachi wird der Schadt-Helfrich-Effekt nematischer Flüssigkristalle mit positiver DK-Anisotropie ausgenutzt – eine Technik, die in der angloamerikanischen wie in der japanischen Fachliteratur als „TN-FEM-Mode" (Twisted Nematic Field Effect Mode = Feldeffektbetrieb verdrillter nematischer Flüssigkristalle) bezeichnet wird.

Wie *Bild 1* zeigt, befindet sich dabei der nematische Flüssigkristall zwischen eng benachbarten, planparallelen Glasplatten, deren Innenflächen so behandelt sind, daß sich die unmittelbar angrenzenden Flüssigkristallschichten hinsichtlich ihrer Molekül-Hauptachsen daran einheitlich ausrichten. Die Behandlung der Glasplatten-Innenflächen ist dabei so gewählt, daß zwar zunächst alle Molekül-Hauptachsen des Flüssigkristalls parallel zu den Glasplatten, jedoch die in der Grenzschicht zwischen Orientierungsschicht 1 und dem Flüssigkristall außerdem senkrecht zu denen in der anderen Grenzschicht zwischen Flüssigkristall und Orientierungsschicht 2 stehen.

Da nun die Moleküle eines nematischen Flüssigkristalls bestrebt sind, ihre Hauptachsen nach denen der benachbarten Moleküle auszurichten, ergibt sich in den Schichten zwischen den beiden Grenzschichten des Flüssigkristalls ein allmählicher Übergang von der einen zur anderen, um 90° verdrehten Orientierung: Der zwischen den beiden Orientierungsschichten befindliche Flüssigkristall zeigt also eine „verdrillte" Ausrichtung der Hauptachsen.

Auf den Außenflächen der beiden Glasplatten sind nun zusätzlich dünne Schichten aufgebracht, die als optische Linear-Polarisatoren wirken: Sie lassen nur Licht einer einzigen, nämlich ihrer Polarisierungsrichtung entsprechenden Schwingungsrichtung durch. Beide Polarisatoren sind nun mit gleicher Polarisationsrichtung orientiert, und zwar so, daß beispielsweise bei der Glasplatte 1 Polarisationsrichtung und Ausrichtung der Flüssigkristall-Hauptachsen in der Grenzschicht übereinstimmen, bei der Glasplatte 2 dagegen – der 90°-Verdrillung des Flüssigkristalls entsprechend – beide senkrecht zueinander stehen.

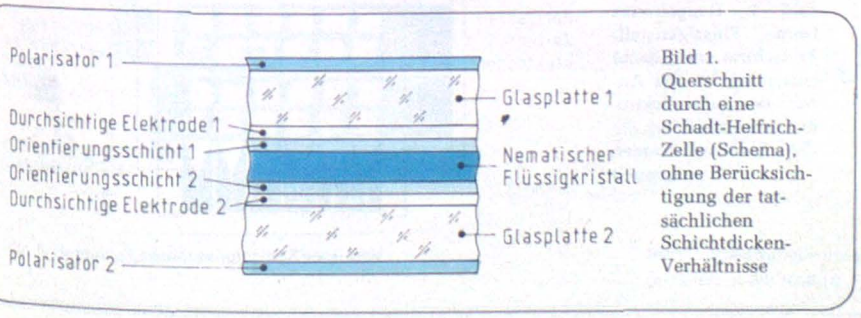


Bild 1. Querschnitt durch eine Schadt-Helfrich-Zelle (Schema), ohne Berücksichtigung der tatsächlichen Schichtdicken-Verhältnisse

Trifft nun natürliches Licht – also solches mit allen möglichen Polarisationsrichtungen – auf den Polarisator 1, dann werden von ihm nur diejenigen Lichtanteile durchgelassen, welche hinsichtlich ihrer Polarisation mit seiner Orientierung übereinstimmen. Diese Verhältnisse sind im *Bild 2a* schematisch veranschaulicht. Dieses polarisierte Licht kann durch die Glasplatte hindurch in den Flüssigkristall eintreten, denn auf dieser Seite stimmen ja Polarisation und Hauptachsen-Orientierung der Flüssigkristall-Moleküle überein.

Gemessen an den Lichtwellenlängen ist die Verdrillung des Flüssigkristalls schwach. Das eingetretene Licht kann deshalb mit seiner Polarisation der Verdrillung folgen, wie dies im *Bild 2b* für verschiedene Wegstrecken s innerhalb der Flüssigkristallschicht mit ihrer Dicke d angedeutet ist, und erscheint gemäß *Bild 2c* am Polarisator 2 mit um 90° gedrehter Polarisationsrichtung. Hier stehen jetzt also Polarisationsrichtung des Lichts und Polarisator-Orientierung senkrecht zueinander, so daß kein Licht durch den Polarisator 2 durchtreten kann: Einem Beobachter, der durch die Zelle hindurch auf die Lichtquelle blicken möchte, erscheint deshalb die Zelle dunkel.

Ergänzt man nun die bisherige Anordnung mit Hilfe zweier durchsichtiger Elektroden – etwa aus Zinnoxid oder einem Gemisch aus Zinn- und Indiumoxid – die gemäß Bild 1 auf den Innenflächen der Glasplatten zwischen

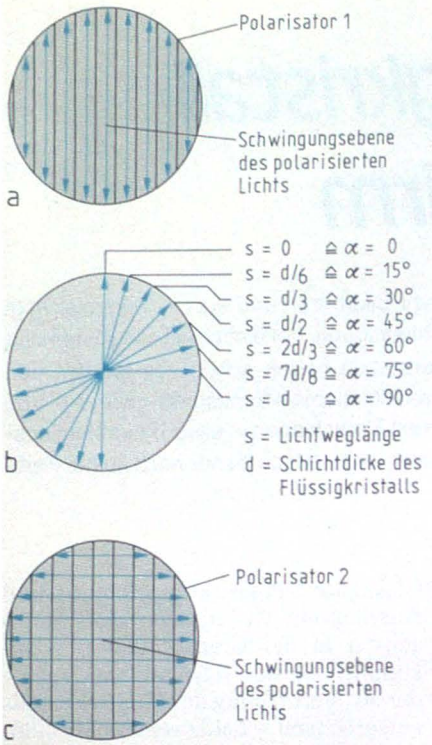


Bild 2. Verhinderter Lichtdurchtritt durch eine nicht angesteuerte Schadt-Helfrich-Zelle. a) Der Polarisator 1 läßt nur Licht einer Polarisationsrichtung eintreten. b) Auf dem Weg durch den Flüssigkristall folgt die Polarisationsrichtung des Lichts dessen verdrillter Ausrichtung. c) Die Orientierung des Polarisators 2 steht senkrecht zur Polarisierung des auftreffenden Lichts: Das Licht kann nicht durchtreten

dem Glas und den Orientierungsschichten angebracht sind, so erhält man eine vollständige Schadt-Helfrich-Zelle.

Bei einer solchen Anordnung bewirkt das Anlegen einer Gleichspannung an die beiden Elektroden, daß sich die Hauptachsen der Flüssigkristall-Moleküle aus ihrer vorher zu den Glasplatten parallelen Lage in eine Richtung drehen, die auch eine zu den Glasplatten senkrechte Komponente aufweist. Im gleichen Maße verringert sich dabei aber auch die Wirkung des Flüssigkristalls auf die Polarisationsrichtung des durchtretenden Lichts: Ein Teil des zum Polarisator 2 gelangenden Lichts entspricht dann in seiner Polarisationsrichtung dessen Orientierung und kann durchtreten, und der Beobachter bemerkt eine Aufhellung der Zelle. Je nach der Höhe der angelegten Spannung tritt mehr oder weniger Licht durch, so daß zwischen den Grenzwerten „ganz hell" und „ganz dunkel" die verschiedensten Helligkeitsgrade erreicht werden können.

Um einen Flüssigkristall-Bildschirm zu erhalten, bedeckt man nun die beiden Glasplatten nicht vollständig, sondern gemäß *Bild 3* streifenweise mit durchsichtigen Elektroden. Dabei trägt dann die eine Platte horizontale Streifen (Zeilen), die andere vertikale Streifen (Spalten). Bei Anwahl von bestimmten Zeilen- und Spaltenelektroden läßt sich durch Anlegen einer geeigneten Spannung jeder Punkt des so gebildeten Rasters in gewünschter Weise lichtdurchlässig machen oder dunkel halten. Zur Wiedergabe eines Fernsehbildes kann man dann beispielsweise die einzelnen Punkte einer Zeile sequentiell anwählen und für jeden dieser Bildpunkte im Augenblick seiner Anwahl eine Spannung an die Elektroden legen. Ist eine Zeile vollständig abgetastet, folgt die nächste, und so geht es weiter, bis das ganze Bild komplett ist.

Aufbau des Hitachi-Flüssigkristall-Bildschirmes

Der von Hitachi entwickelte Flüssigkristall-Flachbildschirm weist 120 horizontale Zeilen und 160 vertikale Spalten auf, die zusammen eine Fläche von 9 x 12 cm² bedecken. Für die Bildwiedergabe stehen also 120 x 160 = 19200 Rasterpunkte zur Verfügung. Aus Ansteuerungsgründen arbeitet man hier allerdings nicht, wie im Bild 3, mit einem einfachen, sondern gemäß Bild 4 mit einem doppelten Elektrodenraster. Die Anzahl der horizontalen Zeilenelektroden läßt sich dabei halbieren, wofür man jedoch die doppelte Anzahl von vertikalen Spaltenelektroden benötigt. Bild 4 veranschaulicht nicht nur die Elektrodengeometrie, sondern auch die Art ihrer Zusammenschaltung und die Anordnung der an den Kanten plazierten Anschlüsse.

Blockschaltung

Bild 5 zeigt die Blockschaltung eines kompletten, kleinen Fernsehempfängers mit dem neuen Bildschirm. Tuner, Bild-Zf- und Tonteil sind konventionell aufgebaut; erst hinter dem Video-Verstärker beginnt die abweichende Schaltungstechnik. Hier werden zunächst das Horizontal- und das Vertikal-Synchronsignal abgetrennt und zwei getrennten Synchronstufen zugeführt, gleichzeitig gelangt das Videosignal an einen Analog/Digital-Umsetzer, welcher es zu 4-Bit-Digitalsignalen verarbeitet. Jedes dieser 4-Bit-Digitalwörter gestattet die Wiedergabe eines Bildpunktes in 16 Graustufen.

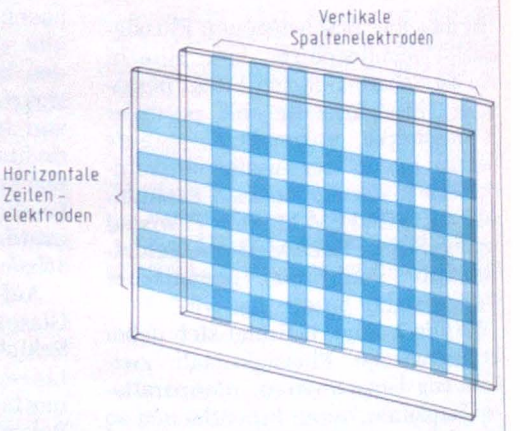


Bild 3. Prinzipieller Aufbau eines Flüssigkristall-Bildschirms mit horizontalen Zeilen- und vertikalen Spaltenelektroden

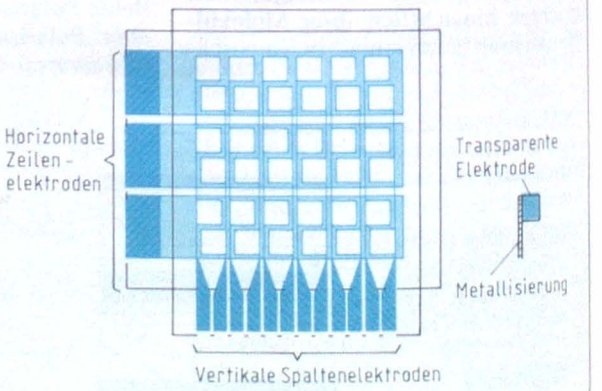


Bild 4. Doppelraster beim Flüssigkristall-Bildschirm von Hitachi (schematisch). Die Anzahl der Zeilenelektroden ist hier halbiert, die der Spaltenelektroden verdoppelt

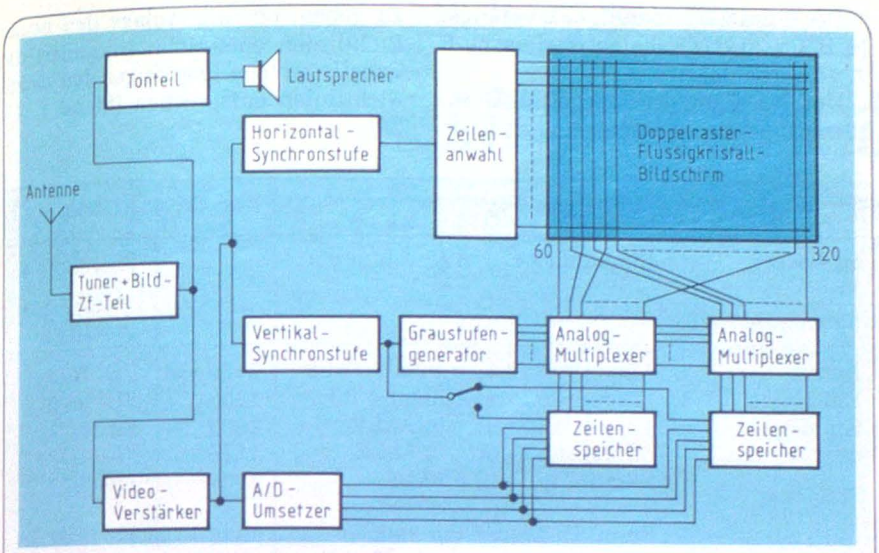


Bild 5. Blockschaltung eines Fernsehempfängers mit Flüssigkristall-Bildschirm. Die Gesamt-Leistungsaufnahme beträgt nur etwa 5 W

Nach einem von der Vertikal-Synchronstufe ausgegebenen Ladebefehl übernimnmt der eine Zeilenspeicher die 160 4-bit-Digitalwörter für die erste Bildzeile; dieser Speicher verfügt über 4 Eingänge für die serielle Signaleingabe und über 160 Ausgänge für die parallele Signalausgabe, welche zu den entsprechenden Eingängen eines Analog-Multiplexers führen. Ist der erste Zeilenspeicher voll, dann übernimmt nach einem entsprechenden Ladebefehl der Vertikal-Synchronstufe der zweite Zeilenspeicher die 160 4-bit-Digitalwörter der zweiten Bildzeile.

Ein kontinuierlich arbeitender Graustufengenerator versorgt die entsprechenden 16 Eingänge jedes der beiden Multiplexer ständig mit 16 gestuften Graustufensignalen. Während jetzt der zweite Zeilenspeicher geladen wird, werden im ersten entsprechend der Wertigkeit der den einzelnen Bildpunkten zugeordneten 4-bit-Signale im richtigen Augenblick die entsprechenden Signalwege zwischen Graustufengenerator und Elektroden geöffnet, und auf diese Weise die erste Bildzeile geschrieben. Dann wiederholt sich dieser Vorgang im zweiten Zeilenspeicher für die zweite Bildzeile, während im ersten Zeilenspeicher bereits wieder die 4-Bit-Signale für die dritte Bildzeile gespeichert werden. So arbeiten beide Zeilenspeicher mit ihren zugeordneten Multiplexern abwechselnd so lange, bis das komplette Bild fertig ist. Für die Synchronisierung von Graustufengenerator und Multiplexern sorgt ebenfalls die Vertikal-Synchronstufe.

Elektroden-Ansteuersignale

Bild 6 zeigt Beispiele von Spannungsverläufen, wie sie den Horizontal- und den Vertikalelektroden zugeführt werden, und im *Bild 7* sind die zwischen den Elektroden für die Bildpunkte (m) bei Abtastung der Zeilen (n−1), (n) und (n+1) wirksamen Spannungsdifferenzen dargestellt. Die Grauwerte ergeben sich hierbei durch eine Art Pulsdauer-Modulation.

Die zwischen den Elektroden für einen Rasterpunkt wirksame Spannung errechnet sich aus dem Zusammenhang

$$V_s = \frac{1}{b} \cdot V_o \; 1 + \frac{(b-1)\cdot(4\cdot M_r + b - 3)}{D}. \qquad (1)$$

Sie kann zwischen den Werten $V_{s\,min}$

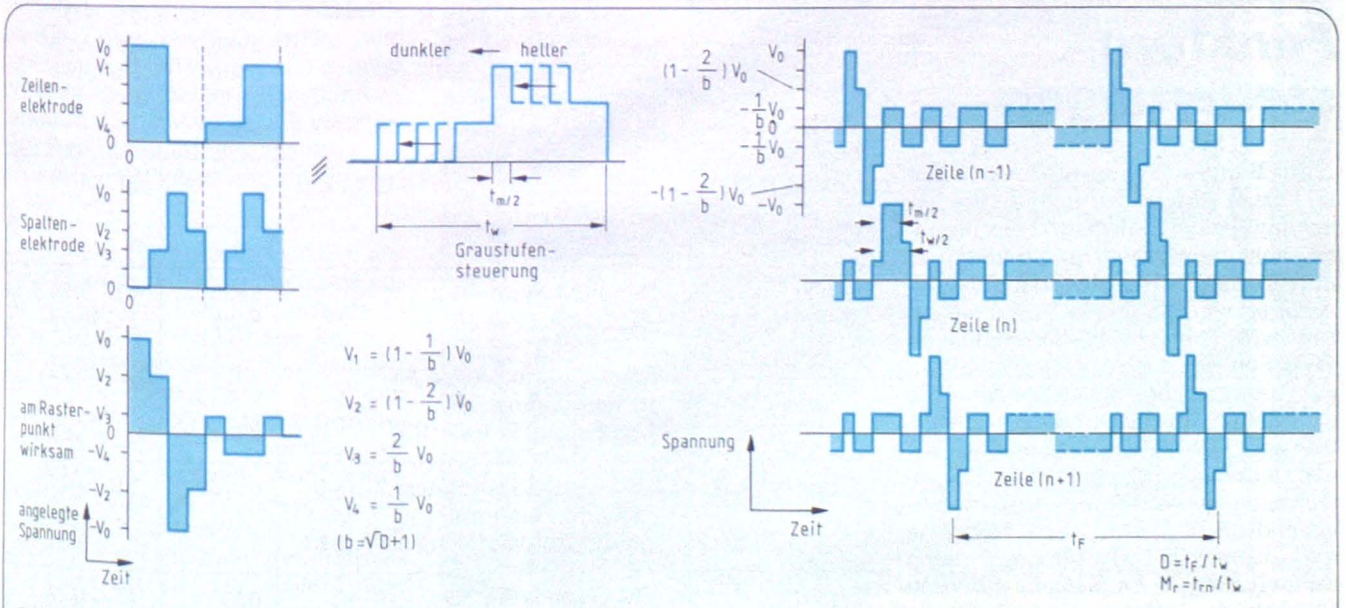


Bild 6. Spannungsverläufe an den Elektroden

Bild 7. Spannungsverläufe für die Rasterzelle des m-ten Bildpunktes in der (n-1)-ten, n-ten und (n + 1)-ten Zeile

(für $M_r = t_m/t_w = 0$) und $V_{s\,max}$ (für $M_r = 1$) variieren. $D = t_f/t_w$ hängt eng mit der Anzahl der Horizontal-Elektroden zusammen. Der erreichbare Kontrast hängt vom Spannungsverhältnis α ab:

$$\alpha = \frac{V_{s\,max}}{V_{s\,min}} = \frac{D + b^2 - 1}{D + (b-2)^2 - 1}. \qquad (2)$$

Es erreicht sein Maximum

$$\alpha_{max} = \left| \sqrt{\frac{D+1}{D-1}} \right.$$

$$\text{für } B = \sqrt{D+1}$$

Durch eine Doppelraster-Anordnung der Elektroden, wie sie beim Hitachi-Flachbildschirm gewählt wurde, läßt sich D klein halten, so daß das maximale Spannungsverhältnis und damit der Kontrast günstiger werden.

Zukünftige Weiterentwicklung

Obgleich der neue Flüssigkristall-Bildschirm bereits ein recht ordentliches Bild liefert, erfordert er, um in Heim-Fernsehempfängern eingesetzt werden zu können, noch erhebliche Weiterentwicklung. Die Zahl der Bildrasterpunkte muß wesentlich erhöht, das Kontrastverhältnis verbessert werden, und vor allem muß man die optische Schaltgeschwindigkeit der Flüssigkristallzellen um etwa den Faktor 3 erhöhen, um ein „Nachziehen" schnell bewegter Bilder zu vermeiden. -eb-

Funkfern-steuerungen

Der Bundesminister für Verkehr hat im letzten Jahr „Richtlinien für die Genehmigung der Anlage und des Betriebes von Flugplätzen für Flugmodelle und für die Erteilung der Erlaubnis zum Aufstieg von Flugmodellen" erlassen. Dort wird auch auf die Beschaffenheit von Funkfernsteuerungen eingegangen. Im wesentlichen wurden dabei die Bestimmungen des Bundesministers für das Post- und Fernmeldewesen übernommen. Die postalischen Bestimmungen wurden allerdings dahingehend ergänzt, daß im 35 MHz-Frequenzband (K 61...80) nur noch *schmalbandige* Empfänger für den Flugbetrieb zugelassen sind, die für die Fernsteuerung mit 10 kHz Kanalabstand geeignet sind.

Der Einsatz breitbandiger Empfänger (z. B. für 20 kHz Kanalabstand) ist ab 1. 7. 78 verboten!

Um den Eigentümern von Funkfernsteuerungen eine Kontrollmöglichkeit zu geben, ob ihre Anlage den neuen Richtlinien entspricht, informiert die *Tabelle* welche Empfänger den neuen Richtlinien entsprechen (Stand 1. 11. 78).

Firma	Empfänger-Typ	Best. Nr.	FTZ-Nr.
H. Becker Fernwirk- u. Meßtechnik	Empfänger 4, 6, 8 K bfm e 35		FE-10/77
Brand-Elektronik GmbH	Microprop Professional 7 FM-E	2620 FM	FE- 7/76
	Microprop Proportional 4/6-E	1206	FE- 9/76
	Microprop Sport 4/6 AM-E	2679	FE-11/77
	Microprop Sport 4/6 FM-E	1120	FE-12/77
	Microprop Mini 6 FM-E	1121	FE-12/77
	Empf.-Hf-Modul vm 35-E	1323	FE-20/77
	in Verbindung mit		
	Zf-Decoder-Favorit vm 4 FM-D	1340	
	oder		
	Zf-Decoder vm 7 FM-D	1320	
Carrera Neuhierl GmbH & Co	Empf. FM Stratonic	91649	FE-18/77
Graupner Grundig	Mini-Superh. Varioprop FM 35 S	3714	FE- 1/76
	Compact-Superh. Varioprop C8 FM 35K	3858	FE-26/77
	Hf-Steckmodul Varioprop R 35	3859	FE-39/78
	in Verbindung mit		
	Empf.-Grundbaustein Varioprop R 14 FM S	3849	
	oder		
	Empf.-Grundbaustein Varioprop R 14 FM K	3848	
Multiplex S. Kussmaul	Royal FM 35 E		FE-36/76
	Professional FM 35 E		FE-16/77
	MPX C FM 35 E	5886	FE-36/78
	MPX-Hf-Modul 35 E	5896	FE-37/78
	in Verbindung mit		
	Zf/Decoder-Baust.	5890	
Neumann-Radio-Electronic	Micro-Control mc 8/16 C 35 E		FE-28/78
Robbe Modellsport GmbH	Luna FM S 35 – R 8	8435	FE- 5/76
	AMSS 35 – R 8	8907	FE-30/78
	Hf-Empf. Modul RM 35	8856	FE-25/77
	in Verbindung mit		
	Empf. Mars FMM – R 8	8911	
Simprop	Hf-Modul-SSM-Contest 3–35 R	0110078	FE-14/77
	in Verbindung mit		
	SSM Contest Empfänger RX (8 K)		
Sipa Electronic Modellbau	FM Cosmos RX 35	035	FE-21/77
	FM Cosmos RX 2000-35	036	FE-38/77

Dr. Hanno Schaumburg

Lithografietechniken für höchstintegrierte Schaltungen

1. Teil

Die Entwicklung der Technik integrierter Schaltungen war in der jüngsten Vergangenheit gekennzeichnet durch eine starke Zunahme der Anzahl von Bauelementen auf einem Halbleiterchip. Dieser Trend wird sich auch in Zukunft fast unvermindert fortsetzen.

Die Zukunft der integrierten Schaltung ist in der Vergrößerung der Chipfläche bei gleichzeitig kleiner werdenden Schaltungsstrukturen zu sehen. Ein Beispiel für den Stand der Technik ist in *Bild 1* dargestellt. Dieser programmierbare 16-Kit-Speicher vereinigt auf einem ca. 30 mm^2 großen Halbleiterplättchen etwa 40000 Bauelemente.

Der Anstieg des Integrationsgrades ist auf drei unterschiedliche Faktoren zurückzuführen:

- Verbesserungen in der Schaltungstechnik („Design cleverness"),
- Zunahme der Kristallfläche pro integrierter Schaltung,
- Abnahme der Strukturgrößen auf der integrierten Schaltung.

Der erste Punkt spiegelt Fortschritte auf dem Gebiet des Bauelement- und Schaltungsentwurfs wider. Es gelingt, immer leistungsfähigere Bausteine zu entwerfen, die imstande sind, vorgegebene Funktionen mit geringerem technologischen Aufwand und Platzbedarf zu realisieren.

Der zweite Beitrag zum Anstieg des Integrationsgrades ist größtenteils auf die Verbesserung der Fertigungstechnologie zurückzuführen. Der Wunsch nach immer größeren Funktionseinheiten auf einer integrierten Schaltung führt notwendigerweise zu einer größeren Kristallfläche pro IC. Damit ist aber in der Regel eine Abnahme der Fertigungsausbeuten zu erwarten, da die Wahrscheinlichkeit zunimmt, daß sich auf dem Kristall ein störender Gitterfehler befindet oder sich ein lokaler Fehler in irgendeinem Prozeßschritt auf einen größeren Kristallbereich und damit einen höheren Prozentanteil der gesamten Halbleiterscheibenfläche auswirkt. Ebenso führt in der Regel der Ausfall eines einzelnen Bauelementes (z. B. MOS-Transistors) zum Ausfall der gesamten integrierten Schaltung. Mit zunehmender Integration nehmen daher die Anforderungen an die Fehlerfreiheit der einzelnen Prozeßschritte drastisch zu.

In der *Tabelle 1* werden die Fertigungsverfahren der heutigen LSI-(Large Scale Integration-)Technik denen der nahen Zukunft (VLSI = Very Large Scale Integration) gegenübergestellt.

In dieser Zusammenstellung sind die Lithografieverfahren bewußt noch nicht aufgeführt. Die laterale Strukturierung der integrierten Schaltungen ist zu einem zentralen Thema der Größtintegrationstechnik geworden. Der Einfluß der Lithografie allein wird – über die Möglichkeit, Strukturen zu verkleinern und damit die Packungsdichte zu erhöhen – so stark eingeschätzt wie derjenige der übrigen Technologien zusammen.

Aus diesem Grunde beschränkt sich dieser Beitrag auf die Lithografieverfahren für höchstintegrierte Schaltungen. Dabei wird sich ergeben, daß der zukünftige Weg der Lithografie keineswegs klar vorgezeichnet ist: Welche der möglichen Alternativen sich schließlich am stärksten durchsetzen wird, ist durchaus noch unklar. Daher

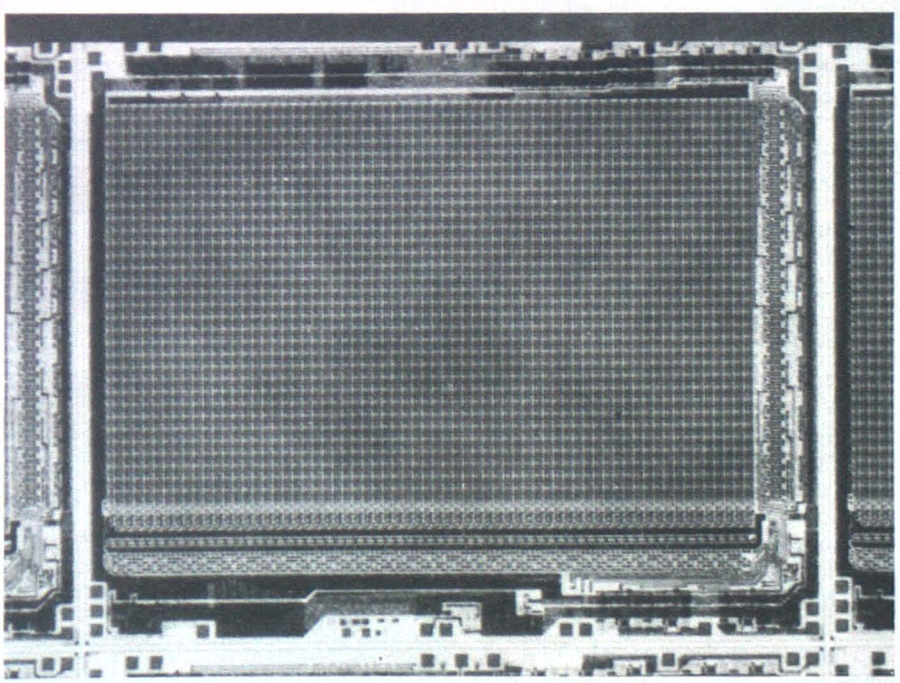


Bild 1. Kristall eines programmierbaren 16-Kbit-Lesespeichers

sind die großen Halbleiterhersteller gezwungen, in ihren Forschungs- und Entwicklungslaboratorien verschiedene (wenn nicht alle) Konzepte parallel zu bearbeiten.

Physikalische Grenzen der Strukturverkleinerung

Bereits vor vielen Jahren wurde die Frage aufgeworfen, wie weit man überhaupt die Abmessungen von Halbleiterbauelementen verkleinern kann, ohne ihr elektrisches Verhalten nachhaltig zu stören. Bekanntlich ist eine grundlegende Voraussetzung für die Funktion von Halbleiterbauelementen die gezielte Dotierung (d. d. Verunreinigung) eines hochreinen Ausgangskristalls mit Fremdatomen bestimmter Elemente [1]. Nimmt man der Einfachheit halber an, die Fremdatome (Konzentration N pro cm^3) seien im Gitter alle im gleichen Abstand d angeordnet, dann ergibt sich

$$d = \frac{1}{\sqrt[3]{N}}$$

Für eine durchaus gebräuchliche Dotierungskonzentration $N = 10^{15}/cm^3$ ergibt sich daraus immerhin ein mittlerer Abstand von $d = 10^{-5}$ cm, also 0,1 µm. Solche Abstände liegen aber bereits in der Größenordnung hochentwickelter Lithografieverfahren. Das würde bedeuten, daß das elektrische Verhalten von der Gegenwart einzelner Verunreinigungsatome in kritischen Volumenbereichen abhängt. Die Erfahrung zeigt jedoch, daß die physikalischen Grenzen der Verkleinerung in absehbarer Zeit noch kein Hindernis für die weitere Entwicklung der Größtintegrationstechnologie darstellen werden. Ein Ausweg aus diesem Problemkreis ist z. B. die Vergrößerung der Dotierungskonzentration N auf Werte deutlich über $10^{15}/cm^3$. Daraus ergibt sich zwar, daß die Schaltungen nicht mit hohen Spannungen (z. B. > 100 V) betrieben werden können, aber das wird aus Leistungsgründen ohnehin nicht angestrebt.

Betrachtet man den technologischen Aufbau moderner integrierter Schaltungen, dann erkennt man, daß bereits in einer Dimension – der vertikalen – der Strukturgrößenbereich von Zehntel-Mikrometer erreicht wird, ohne daß sich die Bauelementeigenschaften erheblich verschlechtern. *Bild 2* zeigt als Ausschnitt aus einer großen Schaltung zwei nebeneinanderliegende MOS-Transistoren. Die eingezeichneten Abmessungen entsprechen etwa dem heute beherrschten Stand der Technik.

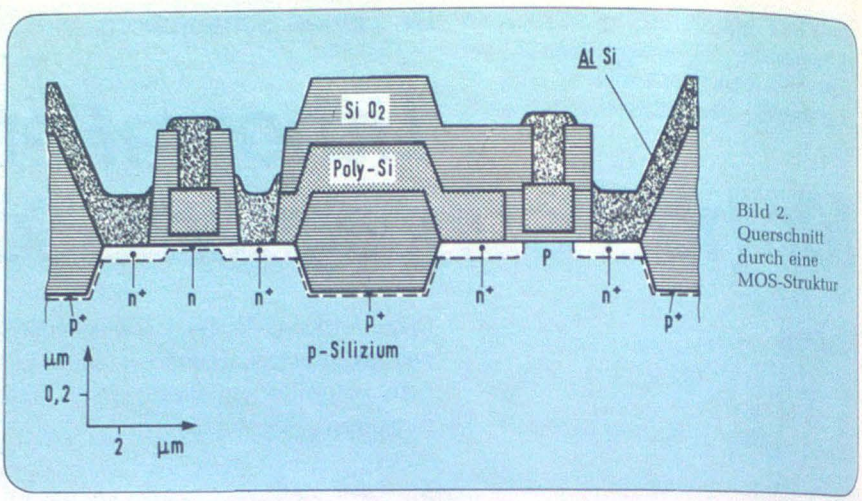


Bild 2. Querschnitt durch eine MOS-Struktur

Auffällig ist, daß man die Strukturierung in vertikaler Richtung fast um den Faktor 10 besser beherrscht als in horizontaler Richtung. Dies ist auf moderne Dotiertechniken, wie die Ionenimplantation, sowie auf hochentwickelte Verfahren zur Abscheidung von Schichten auf Halbleiteroberflächen zurückzuführen.

Herkömmliche Lithografieverfahren

Die Strukturierung in der lateralen Dimension in *Bild 2* bezeichnet man als Lithografie. Alle heute diskutierten lithografischen Verfahren beruhen immer noch auf dem Prinzip, daß eine Fotolackschicht lokal belichtet wird (*Bild 3*), wodurch Änderungen in der Struktur der organischen Molekülketten erzeugt werden.

Obwohl dieses Verfahren im Prinzip nicht gut in die sonst stark physikalisch ausgerichtete Halbleitertechnologie paßt, wird es in den nächsten Jahren noch ausschließlich angewendet werden. Alternative Methoden der Strukturierung befinden sich erst in einem frühen Forschungsstadium.

Ein Aufbrechen der Molekülkette wie in Bild 3 läßt sich mit elektromagnetischer Strahlung unterschiedlicher Wellenlänge erzeugen. In der gegenwärtig angewendeten Technologie für hochin-

Tabelle 1. Vergleich von LSI- und VLSI-Technik

Grundprozeß	LSI-Techologie	VLSI-Technologie	
Material, Epitaxie	Kristallziehen, Gasphasen-Epitaxie unter Atmosphärendruck	Kristallziehen, Gasphasen-Epitaxie unter reduziertem Druck	optimiert auf min. Fehlerdichte und Dotierungsschwankung
Aufbringen einer isolierenden Schicht	therm. Oxydation unter Atmosphärendruck, CVD (chemical vapor deposition) unter Atmosphärendruck	therm. Oxydation unter Hochdruck oder reduziertem Druck, CVD unter reduziertem Druck	
Ätzen	Naßätzen, teilweise Plasmaätzen	Trockenätzen: Plasmaätzen, Trockenätzen: Ionenätzen	
Dotierung	Gasphasendotierung, teilweise Ionenimplantation, therm. Ausheilen	vollständige Ionenimplantation, therm. Ausheilen, Laser-Ausheilen?	
Metallisierung	Aluminium, dotiertes Polysilizium	Aluminium-Silizium (z. B. 2 %), dotiertes Polysilizium, neue Metalle: Silizide, Molybdän, Cobalt	

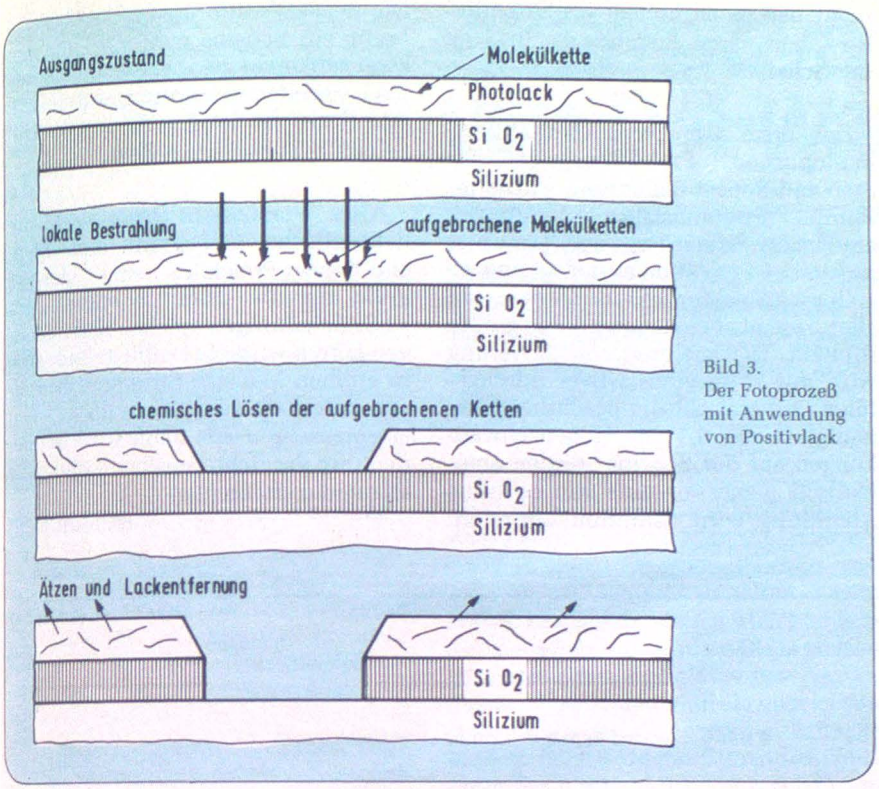


Bild 3.
Der Fotoprozeß mit Anwendung von Positivlack

tegrierte Schaltungen benutzt man ausschließlich lichtoptische Strahlung (*Tabelle 2*). *Bild 4* zeigt die Arbeitsgänge eines lichtoptischen Lithografieprozesses. Typisch für die heutige Technik ist, daß die Belichtung der gesamten Halbleiterscheibe (3...4 Zoll Durchmesser) in einem Arbeitsschritt erfolgen kann.

Bei Strukturen unterhalb von 2 µm – wie sie in der Technologie höchstintegrierter Schaltungen gefordert werden – ist das aber nicht mehr durchführbar. Die Ursache dafür liegt in mikroskopisch kleinen lateralen und vertikalen Verzerrungen der Halbleiterscheibe als Folge der technologischen Bearbeitung. Da diese im allgemeinen unregelmäßig entstehen, ist eine Justierung von Maske und Scheibe zueinander nur noch lokal, also über kleinere Flächen, möglich. Die gesamte Scheibe muß daher in vielen Einzelschritten belichtet werden (Step-and-Repeat-Belichtung, *Bild 5*), wobei die Einzelfelder individuell justiert werden.

Man kann feststellen, daß der Übergang von Ganzscheiben- auf Step-and-Repeat-Belichtung die Grenze zwischen der LSI- und der VLSI-Technik darstellt. Die Step-and-Repeat-Technik ihrerseits ist unabhängig von der Wellenlänge der für die Strukturübertragung verwendeten Strahlung. Wie Tabelle 2 zeigt, kommt hierfür weiterhin die lichtoptische Strahlung (λ = 400...800 nm, mit einer möglichen Ausdehnung in den kurzwelligeren Bereich des UV-Lichtes) in Frage, darüber hinaus aber auch Elektronen- (λ<0,1 nm) und Röntgenstrahlen (λ = 0,5...2 nm). Auf diese Lithografieverfahren wird im folgenden detaillert eingegangen.

Lichtoptische Step-and-Repeat-Verfahren

Die Grenze der lichtoptischen Strukturübertragung liegt bei etwa 1 µm. Die Strukturgröße befindet sich dann bereits in der Größenordnung der Wellenlänge, so daß mit Beugungs- und Interferenzeffekten gerechnet werden muß. Um solche Effekte abzuschwächen, werden daher zunehmend Ultraviolett-Lichtquellen eingesetzt. Weitere

Tabelle 2. Vergleich von LSI- und VLSI-Technologie für Lithografieprozesse

LSI (Strukturgröße ≧ 2 µm)	VLSI (Strukturgröße < 2 µm)
Ganzscheibenbelichtung	Step-and-Repeat-Belichtung
Optische Lithografie	*Optische Lithografie*
Kontaktverfahren	Projektionsverfahren
Proximity-Verfahren	*Elektronenlithografie*
Projektionsverfahren	Rasterscan-Verfahren
	Vektorscan-Verfahren
	Variable-shaped-beam-Verfahren
	Röntgenlithografie
	Konventionelle Röntgenquelle
	Synchrotron-Röntgenquelle

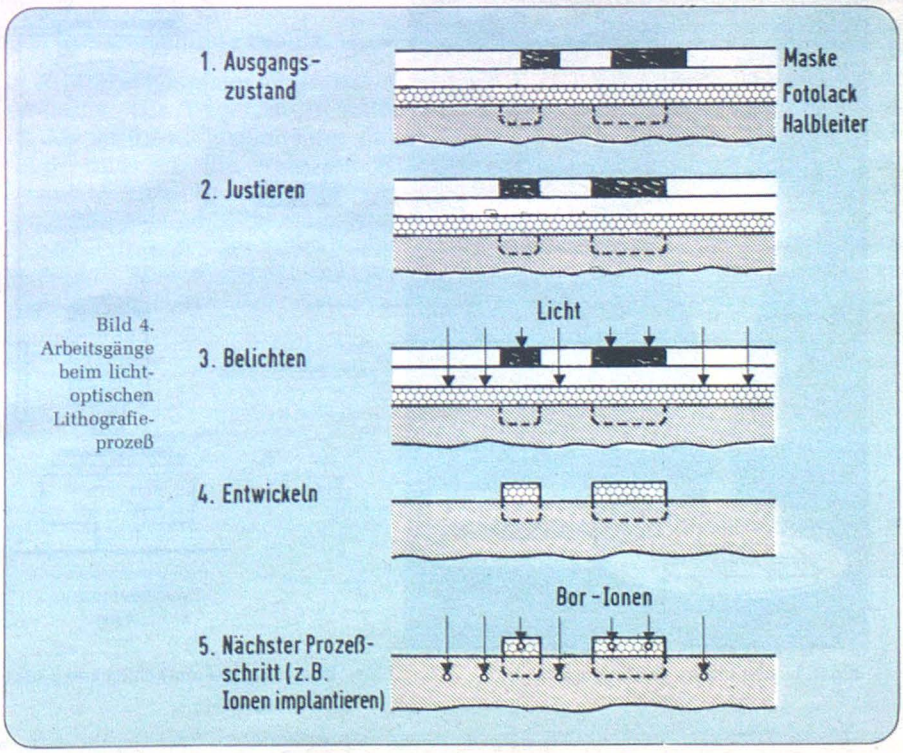


Bild 4.
Arbeitsgänge beim lichtoptischen Lithografieprozeß

Probleme entstehen durch die hohen Anforderungen an die Optik, die imstande sein muß, über ein größeres Bildfeld 1-µm-Strukturen fehlerarm zu übertragen. Auch aus diesem Grund ist ein Übergang von Ganzscheiben- auf Step-and-Repeat-Verfahren erforderlich. Schließlich muß noch die geringe Fokustiefe der Optik berücksichtigt werden, d. h. Höhenschwankungen auf der belichteten Halbleiterscheibe müssen korrigiert werden.

Bild 6 zeigt den Strahlengang eines lichtoptischen Projektionsgerätes. Ein Vorteil dieser Anordnung ist die verkleinerte Abbildung der Maske auf die Scheibe, d. h. die Maske braucht – bei günstigem Verkleinerungsfaktor – nicht denselben hohen Strukturanforderungen zu genügen wie das Bild auf der Scheibe.

Das erste kommerziell erhältliche lichtoptische Projektionsgerät für Step-and-Repeat-Belichtung wurde im Philips-Forschungslabor in Eindhoven entwickelt (Silicon Repeater). Das Gerät ist für 5 : 1-Projektion ausgelegt und erzielt eine Strukturdefinition von besser als 1,5 µm über ein 8 mm x 8 mm großes Bildfeld. Die automatische Justierung wird mit Hilfe eines Lasers durchgeführt und erreicht die beachtliche Genauigkeit von 0,1 µm. Höhenschwankungen auf der Scheibe werden automatisch gemessen, und die optische Abbildung wird daraufhin optimiert.

Die genaue Positionierung der Maske in bezug zur Scheibe wird mit Hilfe von zwei senkrecht zueinander angeordneten Laserinterferometern gewährleistet. Aus *Bild 7* ist die Anordnung der einzelnen Systeme zu ersehen.

Aller Voraussicht nach wird die lichtoptische Lithografie mit Step-and-Repeat-Projektion eine wichtige Rolle für die erste Generation von VLSI-Schaltungen spielen. Erst in einigen Jahren wird die Halbleiterindustrie in großem Maßstab Strukturdimensionen unterhalb von 1,5 µm (bzw. 1 µm) einsetzen, und erst dann wird die Bedeutung der lichtoptischen Lithografie allgemein abnehmen.

(Schluß folgt)

◄ Bild 5. Step-and-Repeat-Belichtung einer Halbleiterscheibe

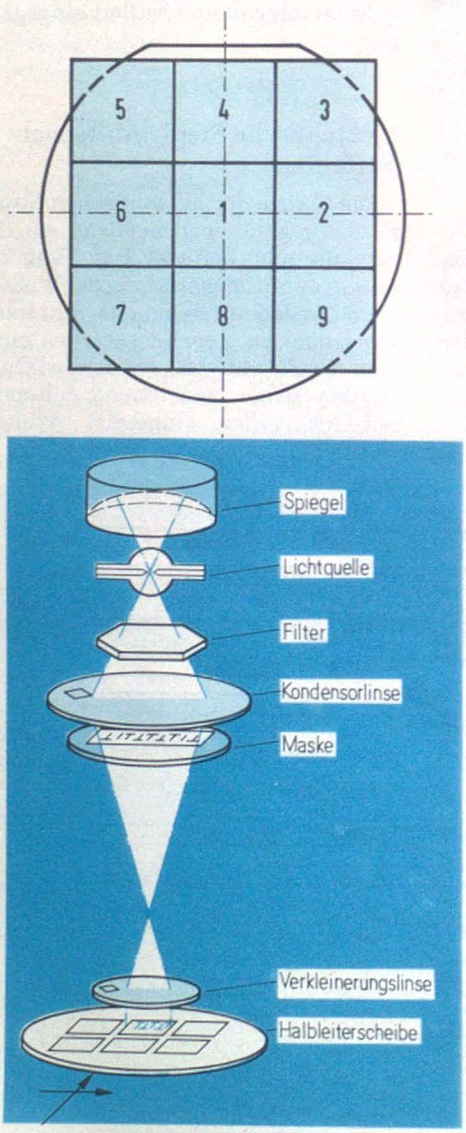


Bild 6. Lichtoptisches Projektionsgerät

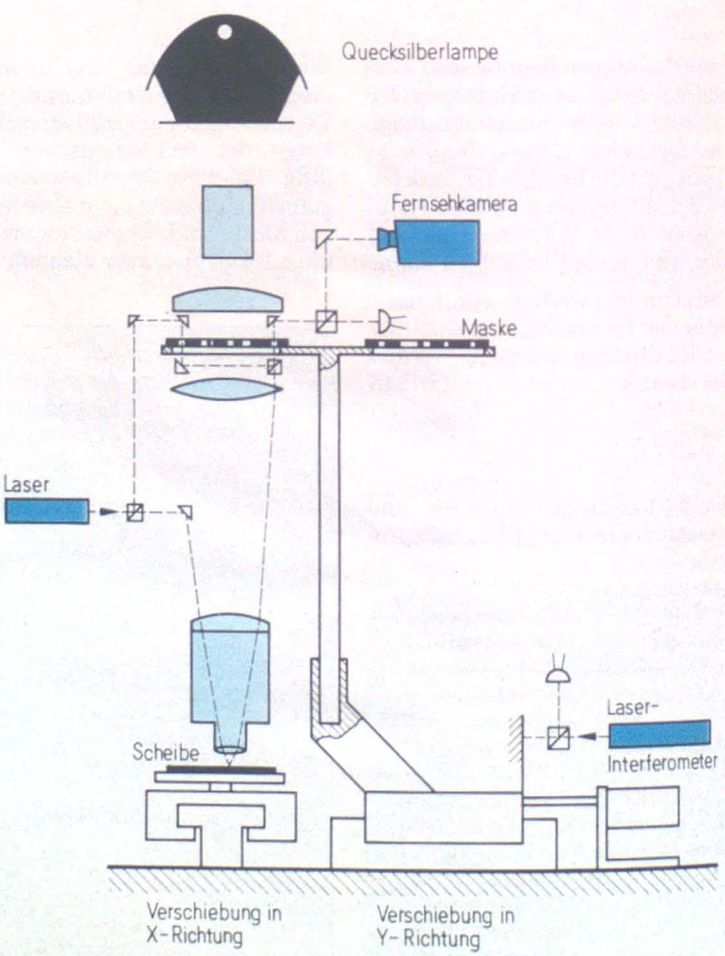


Bild 7. Aufbau eines Silicon-Repeaters

Winfried Degen

Alternativen beim Bau von D/A-Wandlern

Bei der immer stärker werdenden Tendenz, analoge Meß- und Steueraufgaben digital zu bearbeiten, kommt den Analog/Digital- und Digital/Analog-Wandlern wachsende Bedeutung zu. Während aber bei Analog/Digital-Wandlern eine Vielzahl unterschiedlicher Methoden angewandt werden, arbeiten die meisten Digital/Analog-Wandler nach dem gleichen Prinzip. Der folgende Beitrag soll einige weniger bekannte Methoden zur Digital/Analog-Wandlung aufzeigen und mit herkömmlichen Methoden vergleichen.

Übliche Digital/Analog-Wandler

Die üblichen Digital/Analog-Wandler, im folgenden kurz D/A-Wandler genannt, arbeiten im wesentlichen nach folgendem Prinzip: Ein aus einer Reihe von Präzisionswiderständen bestehendes Widerstandsnetzwerk wird durch elektronische Analogschalter in Abhängigkeit vom eingestellten Digitalwert abgegriffen; dabei unterscheiden sich die einzelnen Systeme nur in der Art des Widerstandsnetzwerkes. In einem nachfolgenden Verstärker werden die entsprechend dem Digitalwert gewichteten Ströme bzw. Spannungen addiert und ergeben so den Analogwert. *Bild 1* zeigt eine sehr einfache Art eines solchen Widerstandsnetzwerkes. Die Genauigkeitsanforderung ist beim Widerstand für das höchstwertige Bit (MSB ≙ most significant bit) am größten, sie sollte größer sein als die Hälfte der Genauigkeit des niederwertigsten Bits (LSB ≙ least significant bit). Für einen 10-bit-Wandler wird also schon eine Genauigkeit von 0,05 % gefordert.

Eine weniger leicht zu durchschauende Schaltung, die jedoch gegenüber der vorherigen wesentliche Vorteile hat, zeigt *Bild 2*. Die Widerstände in dem sogenannten R-2R-Leiternetzwerk benötigen lediglich eine relative Genauigkeit von $^1/_2$ LSB. Da es sich aber jeweils um die gleichen Widerstandswerte handelt – die Widerstandswerte R werden durch Parallelschaltung von zwei 2R-Widerständen erhalten –, kann man Widerstände aus der gleichen Produktionsserie verwenden. Diese weisen untereinander häufig eine bessere Widerstandsgleichheit auf, als man es von ihrer Toleranzklasse erwarten kann; so sind z. B. 1-%-Metallfilmwiderstände einer Serie oft auf 0,1 % bis 0,2 % untereinander gleich. Widerstände aus der gleichen Serie werden sich auch in ihrem Langzeitverhalten gleichen, und man kann erwarten, daß die Widerstandsverhältnisse im Netzwerk auch über längere Zeit konstant bleiben. Als weiteren Vorteil kann man anstelle eines elektronischen Einschalters einen Wechselschalter verwenden. Die Ausgangsstufen von CMOS-Schaltungen können diese Funktion direkt übernehmen, wenn die Referenzspannung als Speisespannung benutzt wird.

Bild 3 zeigt einen einfachen 8-bit-Wandler. Die Widerstände sollten 1-%-Metallfilmwiderstände der gleichen Serie sein. Für die Wahl der Widerstandswerte sind zwei Überlegungen ausschlaggebend: Zum einen muß der An-Widerstand des elektronischen Schalters kleiner als die erlaubte Widerstandstoleranz des Netzwerkswiderstands sein, da er mit diesem in Reihe liegt. Der Ausgangswiderstand eines CMOS-Gatters liegt zwischen ca. 100 Ω bei Leistungsgattern und einigen hundert Ohm bei normalen Gatterausgängen. Für einen 8-bit-Wandler müssen daher die Netzwerkswiderstände in der Größenordnung von 100 kΩ liegen. Auf der anderen Seite wählt man diese Widerstände nur so groß wie eben nötig, da über diese Widerstände parasitäre Kapazitäten umgeladen werden müssen; zu große Widerstände beeinträchtigen daher die Geschwindigkeit des Systems.

Wandlung mit Pulsweitenmodulation

Die bisher angestellten Überlegungen zeigen, daß die Schwierigkeiten bei höherer Genauigkeitsanforderung sehr schnell wachsen. Man muß ja nicht nur die Genauigkeit der Netzwerkwiderstände entsprechend verbessern, sondern kommt auch in einen Bereich, in dem Temperaturgang und Langzeitstabilität der Halbleiterschalter eine Rolle spielen. Dies alles macht verständlich, warum D/A-Wandler mit einer 12-bit-Auflösung noch immer relativ teure Bausteine sind.

Es gibt jedoch eine Klasse von D/A-Wandlern, die fast rein digital arbeiten und auf Präzisionswiderstände verzich-

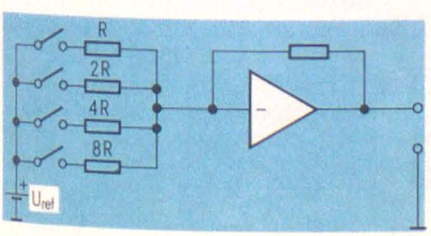
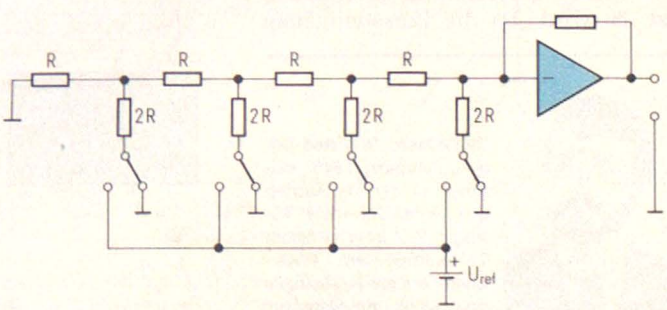


Bild 1. Digital/Analog-Wandler mit Summierverstärker

Bild 2. ▶ Digital/Analog-Wandler mit R-2R-Widerstandsnetzwerk



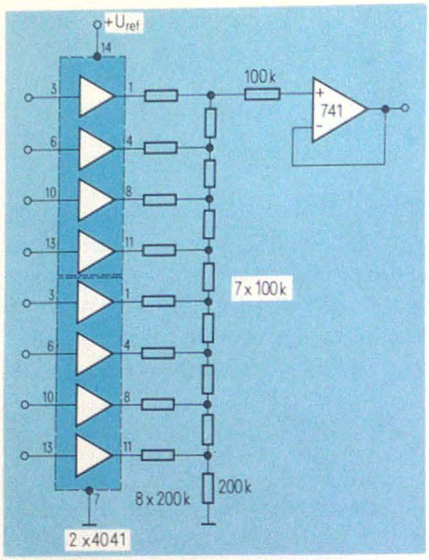


Bild 3. Praktische Ausführung eines 8-bit-Digital/Analog-Wandlers mit CMOS-Bauteilen. Anstelle der ICs 4041 kann auch der Typ 4049 verwendet werden

ten können. *Bild 4* zeigt das Prinzipschaltbild: Der digitale Pulsweitenmodulator A liefert eine Folge von Impulsen, deren Impuls/Pause-Verhältnis von der anstehenden Digitalzahl bestimmt wird. Diese Impulsreihe steuert den Schalter S und wird danach integriert; im einfachsten Fall mit einem RC-Tiefpaß. Der Ausgang des Integrators liefert die Analogspannung. Die Genauigkeit dieses Systems hängt nur von der Genauigkeit des Impuls/Pause-Verhältnisses und dem Siebfaktor des Tiefpasses ab; die restliche Wechselspannungskomponente sollte kleiner als die gewünschte Genauigkeit sein.

Bild 5 zeigt ein praktisches System, das mit billigen CMOS-Bauteilen aufgebaut ist. Es bietet den Vorteil, wahlweise binäre Eingangsdaten oder BCD-kodierte Eingangsdaten verarbeiten zu können. Die Funktionsweise ist recht einfach: Wenn $\overline{Q}$ von FF 2 ‚H' ist, zählen die Zähler 4029 aufwärts. Erreicht der Zähler seinen Endzustand, geht der Übertragsausgang des letzten Zählers auf ‚L' zurück. Dieser Zustand wird mit der zweiten Hälfte der Taktperiode von FF 1 übernommen, so daß $\overline{Q}$ jetzt ‚H' wird. Da die Preseteingänge nun ‚H' sind, wird die an den Dateneingängen liegende Digitalzahl in den Zähler übernommen. Mit der Flanke von FF 1 wurde auch FF 2 gekippt und der Zähler läuft rückwärts von der voreingestellten Zahl bis Null. Hier wiederholt sich das Spiel: Die eingestellte Digitalzahl wird in den Zähler übernommen, der Zähler zählt aufwärts bis zum Überlauf, usw.

Als Schalter dienen in diesem Fall einfach sechs parallelgeschaltete Bufferstufen 4049, das Integrierglied besteht aus zwei RC-Tiefpässen.

Wie man sieht, arbeitet das Wandlerprinzip mit der Pulsweitenmodulation exakt; man könnte die Schaltung auf 16 oder 20 bit ausweiten, ohne daß die Genauigkeit darunter leiden würde.

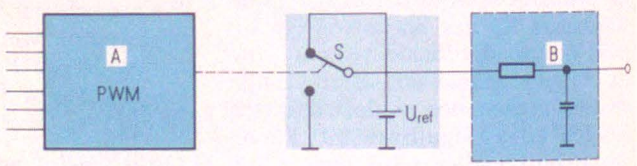
Der Nachteil dieser Schaltung ist ihre geringe Geschwindigkeit; zunächst wächst mit der Zählerlänge direkt die Länge der Wandelperiode. Diese bestimmt wiederum die niedrigste Frequenz der am Ausgang vorhandenen Wechselspannungskomponente. Das RC-Glied muß so dimensioniert sein, daß diese Frequenz im ungünstigsten Fall – das ist bei gleicher Impuls- und Pausendauer – im Ausgangssignal kleiner als $^1/_2$ LSB ist. Das erfordert eine große Zeitkonstante τ und bringt, da sich das Analogsignal frühstens nach $5\,\tau$ am Ausgang eingestellt hat, eine entsprechend langsame Umwandlung.

Schnellere Wandelzyklen

Eine wesentliche Verbesserung der D/A-Wandler mit Pulsweitenmodulation wurde 1974 von Fischer und Risley [1] vorgeschlagen. Die Grundidee dabei ist, daß man nicht wie im vorher beschriebenen Verfahren die Impulszeiten bloc an das Ende der Wandelperiode legt, sondern möglichst gleichmäßig über die Periode verteilt. Um dies zu verwirklichen, produziert man aus dem Ausgangssignal eines Binärteilers (*Bild 6a*) zunächst Pulsfolgen, wie sie in Bild 6b gezeigt sind. Jede dieser Impulsfolgen ist entsprechend der Anzahl der Einheitsimpulse pro Zeit einem Bit zugeordnet, so daß, je nachdem, ob dieses Bit ‚H' oder ‚L' ist, diese Impulsreihe an den Ausgang durchgeschaltet oder gesperrt wird. Da die Impulsreihen so versetzt sind, daß sich die Impulse bei einer Addition der Reihen nicht überlappen, kann die Zusammenfassung in einem Oder-Gatter erfolgen.

Dieses Verfahren ist nun wesentlich schneller als das vorher beschriebene. Das Ausgangssignal enthält mehr höherfrequente Anteile. Im günstigsten Fall ist z. B. nur das höchstwertige Bit ‚H', und es erscheint am Ausgang die halbe Taktfrequenz, die schnell zu integrieren ist. Die der Wandelperiode entsprechende Grundfrequenz tritt lediglich dann auf, wenn das niedrigstwer-

Bild 4. Prinzipschaltung eines mit digitalem Pulsweitenmodulator arbeitenden Digital/Analog-Wandler



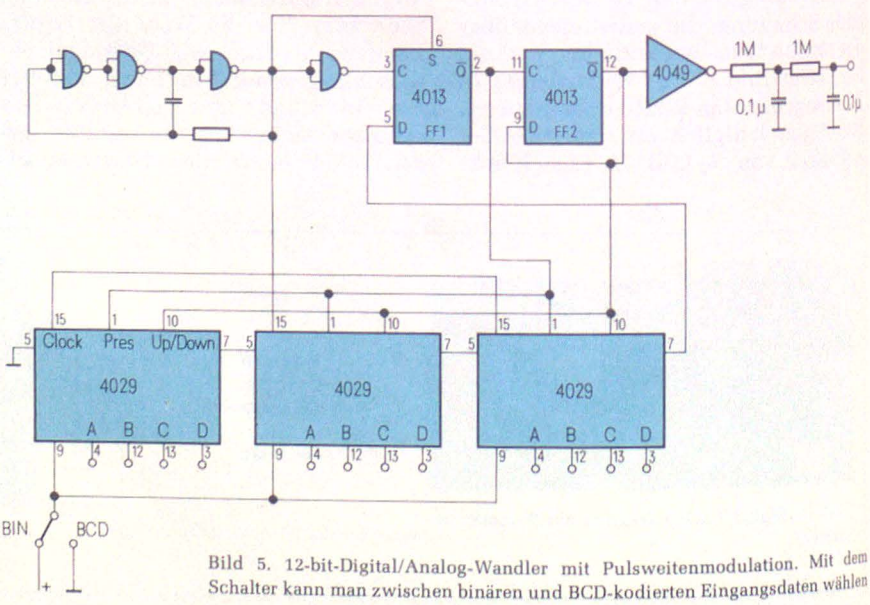


Bild 5. 12-bit-Digital/Analog-Wandler mit Pulsweitenmodulation. Mit dem Schalter kann man zwischen binären und BCD-kodierten Eingangsdaten wählen

Dipl.-Chem. Winfried Degen, Jahrgang 1949, studierte an der TH Aachen und an der Universität Tübingen. Z. Z. ist er mit seiner Doktorarbeit am Phys.-Chem. Institut in Tübingen beschäftigt. Arbeitsgebiet: Mikrowellenspektroskopie.

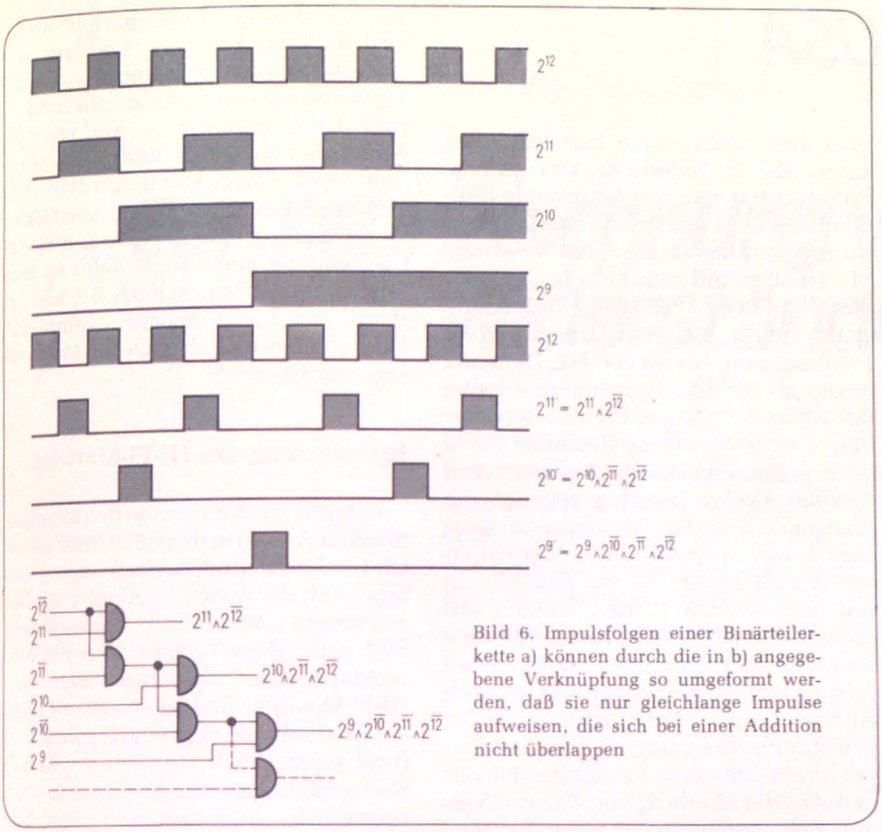


Bild 6. Impulsfolgen einer Binärteilerkette a) können durch die in b) angegebene Verknüpfung so umgeformt werden, daß sie nur gleichlange Impulse aufweisen, die sich bei einer Addition nicht überlappen

Spezielle Anwendungen

Die beiden zuletzt beschriebenen Schaltungen eignen sich nicht für schnelle D/A-Wandlung, wie sie z. B. in digitalen Speicheroszillographen benötigt wird. Man greift dann am besten auf die Schaltung nach Bild 3 zurück. Die zum Schluß beschriebenen Schaltungen eignen sich dagegen für alle Anwendungsfälle, bei denen sich die Eingangssignale nur langsam ändern. Beispiele sind die Motorsteuerung bei Positionierungsantrieben, die Ansteuerung von Schreibern usw. Der Verfasser hat die Schaltung Bild 7 noch um einen 12-Bit-Binärzähler und ein wenig digitaler Logik erweitert und erhielt einen linearen, tiefstfrequenten Sägezahngenerator zur Ansteuerung von Funktionsgeneratoren.

Literatur

[1] *Fischer, W. A.; Risley, W. B.:* Improved accuracy and convenience in oscilloscope timing and voltage measurements Hewlett-Packard Journal 26 No. 4/2-11.

[2] *Brendle, M.; Schmidt, K.:* Temperaturstabile Referenzspannungsquelle. ELEKTRONIK 1977, Heft 5, S. 72.

[3] *Dobkin, R. C.:* Referenzspannungsquellen für Analog/Digital-Umsetzer. ELEKTRONIK 1978, Heft 12, S. 119.

[4] *Kortlang, W.:* Kurzzeitmittelwertbildner mit aktiven Bauelementen. ELEKTRONIK 1976, Heft 1, S. 69.

tige Bit ‚H' ist. Von diesem Bit wird pro Periode nur ein Einheitsimpuls zugefügt, so daß die Amplitude dieser Grundfrequenz im Ausgangssignal wesentlich kleiner ist als beim zuerst beschriebenen Verfahren. Man kann daher die Zeitkonstante des Integrationsgliedes wesentlich kleiner machen, und das System ist entsprechend schnell.

Bei der schaltungstechnischen Verwirklichung dieses Prinzips braucht man keine großen Klimmzüge zu machen; es gibt ICs, die vom Binärteiler über die Impulsformlogik, die Schalter bis zum zusammenfassenden Oder-Gatter alle Stufen in einer Schaltung enthalten: die *Rate Multipliers*. In der CMOS-Serie gibt es Rate Multipliers wahlweise binär oder BCD-kodiert, und sie lassen sich problemlos zu größeren Einheiten kaskadieren.

Bild 7 zeigt einen 12-bit-Wandler, der nach dem beschriebenen Prinzip aufgebaut ist. FF 1 teilt die Taktfrequenz auf die Hälfte herab und garantiert, daß das Impuls/Pausenverhältnis für den Takt des Rate Multipliers eins ist. Der Ausgang des 12-bit-Rate-Multipliers wird von FF 2 übernommen. Dadurch wird erreicht, daß jeder Impuls genau eine Taktperiode lang ist; die Impulse des Rate Multipliers sind nämlich infolge der verschiedenen Laufzeiten nicht exakt gleichlang. Die Eckfrequenz des aktiven Tiefpasses beträgt 10 Hz. Die Schaltung für die temperaturstabilisierte Referenzspannungsquelle wurde [2] entnommen.

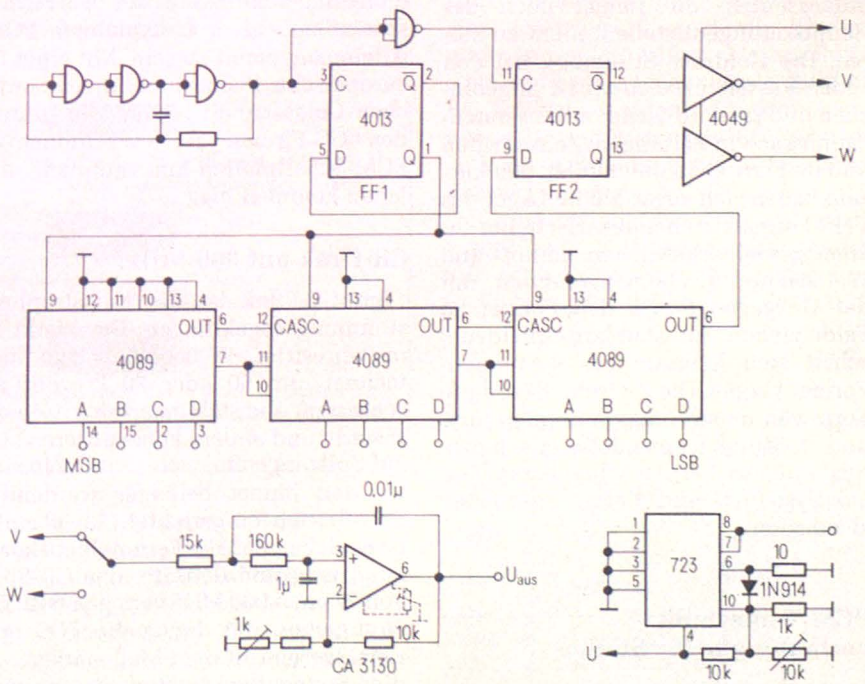


Bild 7. 12-bit-Digital/Analog-Wandler mit binärem Rate-Multiplier CD 4089. Der Integrator wird von einem aktiven Tiefpaß mit einer Eckfrequenz von 10 Hz gebildet. Die Gleichspannungsverstärkung und damit die Ausgangsspannung ist einstellbar

Brief aus den USA

Rückblick

Das Jahr 1978 war in der amerikanischen Unterhaltungs- und Konsumelektronik wahrscheinlich eines der turbulentesten seit der Einführung des Farbfernsehens. Die Geräteindustrie war, wie nun schon gewohnt, nicht in der Lage, ihre früher führende Rolle wieder zurückzugewinnen. Die japanischen Hersteller konnten trotz mancher, von Washington verordneten Hindernisse ihre führende Stellung in den USA weiter ausbauen. Bei den Video-Kassettenrecordern beherrschen sie mit ihren eigenen Marken und mit Zulieferungen an die US-Firmen (RCA eingeschlossen) das Feld vollständig. Ähnliches bahnt sich bei den Farbfernseh-Heimkameras, die als Zubehör für die Video-Kassettenrecorder angeboten werden, an. Hitachi wird zum Beispiel in wenigen Monaten mit einer Ein-Röhren-Farbkamera herauskommen – in technischer Hinsicht ein Vorsprung, der sich nur schwer wieder abbauen läßt. Röhrenlose Heim-TV-Kameras existieren in Prototypform sowohl in CCD- und anderer, fortgeschrittener MOS-Technik für die Sensor-Arrays. Die Preise für die Röhrenkameras sind in den USA etwa gleich hoch wie die Recorderpreise selbst. Das scheint indes die kaufkräftigeren Videorecorder-Interessenten, die immer noch das Hauptkontingent stellen, nicht zu stören. Die Goldrush-Stimmung bei den Video-Kassettenrecordern ist ungebrochen und sie wird weiter mit Inseratenkampagnen in Zeitungen, Zeitschriften und im Fernsehen unterstützt. Seit kurzem haben sich sogar die im Lager des VHS-Formats stehenden Hersteller zu einer gemeinschaftlichen Kampf- und Werbeaktion zusammengefunden, mit der sie gegen Sonys Beta-Format zu Felde ziehen. Als Standard-Spieldauer schält sich langsam das 4-Stunden-Format heraus. Die Zwischenlösung in Form von umschaltbaren Geräten für 2 und 4 Stunden, ebenfalls aus Japan, trägt mit dazu bei, das scheinbare Chaos bei Systemen und Kassettenformaten abzubauen.

PCM-Tontechnik – vorläufig nur für Studios

Die digitale Tonaufzeichnung wird nunmehr von den Schallplattenproduzenten als Neuerung angesehen, um die man sich nicht lange herumdrücken kann. 3M Co. lieferte an vier größere Produzenten noch vor Jahresende Digitalanlagen, bei denen man sich auch auf Vorarbeiten der englischen BBC stützt. Sie arbeiten mit den bekannen Qualitätskenndaten (Signal-/Rausch-Abstand besser als 90 dB, geradliniger Frequenzgang bis 20 000 Hz, Dynamik besser als 80 dB). Das System arbeitet mit einem 32spurigen Premix-Recorder und einem Mastering-Recorder für 2 oder 4 Kanäle. Die Kosten von über 150 000 Dollar (nicht gerechnet der Aufwand bei der Musikproduktion) sind hoch, schrecken die Plattenhersteller aber nicht. Die mit Digitaltechnik hergestellten Platten werden mit einiger Sicherheit das Ende der Direktschnitt-Schallplatten bedeuten.

Die Plattenkäufer erhalten natürlich auch weiterhin diese Aufnahmen in der gewohnten Analogsignal-Form, und in der amerikanischen Fachöffentlichkeit herrscht die Meinung vor, daß noch einige Zeit vergehen wird, bis im Rahmen des internationalen PCM-Beratungsgremiums (das in Tokio residiert) eine allgemein akzeptable Lösung für PCM-Platten und -Abspielgeräte gefunden werden kann[1]) – der Philips-Vorstoß mit der Kompakt-Schallplatte findet in der amerikanischen Industrie und noch mehr beim Publikum größtes Interesse, aber keine der US-Firmen scheint zu einem kostspieligen PCM-Alleingang bereit zu sein. Mit einer für europäische Beobachter unverständlichen Gelassenheit warten die führenden US-Firmen ab, was immer an PCM-Schallplatten-Innovationen aus Japan kommen mag.

CB-Funk auf 900 MHz?

Im CB-Funk ist die Katastrophenstimmung abgeklungen. Der Markt ist in Jahresfrist, je nachdem wie man rechnet, um 60 oder 70 Prozent geschrumpft und stabilisiert sich. General Electric und andere konzentrieren sich auf Spitzengeräte, viele von ihnen sind für den immer beliebter werdenden SSB-Betrieb eingerichtet. Gleichzeitig ist es sicher, daß die Fernmeldebehörde langfristig und definitiv den CB-Funk von 27 nach 900 MHz verlegen will. Die Argumente, mit denen die FCC operiert, werden in dem Maß stärker, wie die Sonnenfleckentätigkeit zunimmt und die Skip-Verbindungen mit Europa und anderen Erdteilen (mitsamt den unumgänglichen Störungen des Lokalverkehrs) beliebter werden. Die rund 13 Mio. CB-Geräte werden von etwa 25 Mio. Amerikanern benutzt, und das resultierende Chaos hält trotz Strafen, Beschlagnahmeaktionen und verstärkter Überwachung an. Der Preis, den die CB-Benutzer eines Tages dafür zu zahlen haben werden, ist hoch. Sie werden dann zur Kasse gebeten, wenn das CB-Band tatsächlich nach 900 MHz verlegt werden wird.

[1]) Vergl. Heft 24/78, S. 1189 „Nach Redaktionsschluß".

Erweiterung des Hi-Fi-Marktes

Derweil machen sich in den amerikanischen Autos (in denen 80 Prozent der CB-Geräte zu finden sind) andere Geräte breit, die in den USA unter der Bezeichnung „Autosound" zusammengefaßt sind. Dazu rechnet man FM-Stereoempfänger, Kassettenspieler mit Hi-Fi-Qualität, Endverstärker mit Ausgangsleistungen von häufig mehr als 30 (und gelegentlich 70) Watt pro Kanal, Dreiweglautsprecher, mitunter in Vierergruppen, Equalizer und alles das, was Hi-Fi-Fans sonst aus ihren Wohnungen her gewohnt sind. Nur Plattenspieler für das Auto fehlen (noch). Autosound strebt einer Boom-Phase entgegen, auch wenn Vertrieb und Einbau der Anlagen noch nicht durchorganisiert sind. Hi-Fi-Studios wollen in der Regel keine Autoeinbauten übernehmen. Autohändler und Werkstätten bieten die neuen Komponenten zwar an, aber ihnen fehlt jegliches Verständnis für akustische Probleme, die beim Autosound jetzt kritische Proportionen anzunehmen beginnen.

Bei den Radio- und Fernsehstationen und bei den TV-Gerätefirmen rührt sich nach jahrelanger Stagnation nun im Bereich der Tonqualität endlich auch etwas. In dieser Saison gibt es erste Fernsehempfänger mit Dreiweg-Lautsprechern. In der nächsten Saison werden getrennte Boxen und Interface-Schaltungen zur Einfügung der Empfänger in Hi-Fi-Anlagen hinzukommen. Den Anstoß dazu hat die Tatsache gegeben, daß die internen Übertragungsstrecken der TV-Networks jetzt eine Bandbreite für das Tonsignal von 15 kHz haben (der Ausbau geht schrittweise voran). Der Anachronismus, daß Fernsprechleitungen für den TV-Ton benutzt werden, verschwindet endlich. Die Zahl der Digitalstrecken wächst, aber sie werden noch nicht für den Unterhaltungsfunk benutzt, sondern für die explodierende (und lukrativere) Datenübertragung.

A.C.

Dipl.-Ing. Hans Peschl

Zur Kennzeichnung von Widerständen

In den einschlägigen Normen ist die Kennzeichnung von Widerständen festgelegt. Die technologische Weiterentwicklung der Widerstände hat jedoch in manchen Fällen dazu geführt, daß eine eindeutige Kennzeichnung nach bestehenden Normen nicht ohne weiteres möglich ist, und so werden von den verschiedenen Herstellern meist normähnliche Kennzeichnungen gewählt, die dann oft nicht einheitlich sind. Und so kann es vorkommen, daß z. B. bei Reparaturarbeiten für einen defekten Widerstand ein neuer mit einem ganz anderen Wert eingesetzt wird und das so reparierte Gerät unter Umständen erst recht nicht funktioniert. Die nachfolgende Zusammenstellung der Kennzeichnungen für Widerstände soll helfen, solche Fehler zu vermeiden.

Beschriftung in Klartext

Sofern es die geometrischen Abmessungen des Widerstandes zulassen, werden der Nennwert und dessen zulässige Abweichung (Toleranz) als Zahlenwert einschließlich des Kommas und des Einheiten-Kurzzeichens voll ausgedruckt. Nach DIN 40 825 (April 1973) ist dieser Kennzeichnung, wenn irgend möglich, der Vorzug zu geben. *Bild 1* zeigt ein Beispiel für eine solche Kennzeichnung durch Klartext. Auf dem Widerstand sind Widerstandswert und Toleranz aufgedruckt.

Zusätzlich zum Widerstandswert und der Toleranz wird bei bestimmten Bauformen auch die zulässige Leistungsbelastung mit aufgedruckt (*Bild 2*). Diese Belastbarkeit gilt in der Regel für den Betrieb des Widerstandes bis zu einer vorgegebenen höchsten Umgebungstemperatur. Von dieser Temperatur ab darf der Widerstand dann nur noch mit verminderter Leistung belastet werden. Die Bezugstemperatur für die Angabe der Nennlast ist nicht einheitlich; in den Datenblättern findet man Werte von 20 °C, 25 °C, 40 °C und 60 °C, wobei dies meist Werte für Nennlasten oberhalb 0,5 W sind. Nennleistungen ≦ 0,5 W werden meist für 70 °C angegeben, jedoch sind auch 40 °C und 85 °C als Bezugstemperatur in manchen Datenblättern zu finden. Aus dem Aufdruck ist die Bezugstemperatur nicht erkennbar, man muß dann schon auf die Datenblätter des Herstellers zurückgreifen.

Man findet auch noch zusätzliche Angaben, die – zum Beispiel bei Präzisions-Metallfilmwiderständen – als Buchstaben- und Zahlenkombination einen Hinweis auf den Temperaturkoeffizienten TK_R geben (*Bild 3*). Die Code-Bezeichnungen für den TK_R-Wert sind bei nahezu allen Herstellern unterschiedlich. Die Bedeutung für die in Bild 3 dargestellte Buchstaben-Zahlen-Kombination läßt sich der *Tabelle 1* [1] entnehmen.

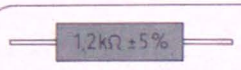


Bild 1. Kennzeichnung durch Klartext. Aufgedruckt sind Widerstandswert und Toleranz

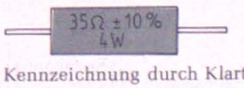


Bild 2. Kennzeichnung durch Klartext. Zusätzliche Angabe der Nennbelastung

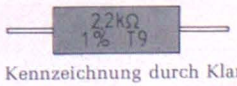
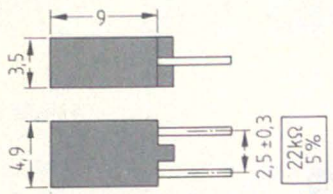


Bild 3. Kennzeichnung durch Klartext, Zusätzliche Angabe des TK_R-Wertes in verschlüsselter Form

Am häufigsten findet man die Klartext-Beschriftung bei Widerständen mit einer zulässigen Belastung von 0,5 W aufwärts, da dann die Abmessungen so groß sind, daß der Aufdruck ohne Schwierigkeiten lesbar ist. Jedoch auch bei kleineren Widerständen, hier insbesonders bei der kunststoffumhüllten würfelförmigen Standform der Präzisions-Metallschichtwiderstände, wird eine Kennzeichnung durch Klartext oder zumindest einen klartextähnlichen Aufdruck vorgenommen (*Bild 4*). Bei Toleranzen unter ± 5 % kann nämlich z. B. der Vierstrich-IEC-Farbcode (s. Kennzeichnung durch Farbcode) zu Verwechslungen Anlaß geben. Der Aufdruck befindet sich auf der den Lötanschlüssen gegenüberliegenden Stirnseite des Widerstandswürfels und ist daher auch bei hoher Packungs-

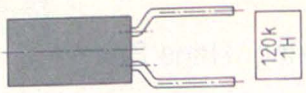
Tabelle 1. Schlüssel für TK_R-Angaben auf Metallschichtwiderständen

TK_R-Code	TK_R-Wert	Temperaturbereich
T–0	$\leqq 100 \cdot 10^{-6} \cdot 1/K$	–55...+175 °C
T–2	$\leqq 50 \cdot 10^{-6} \cdot 1/K$	
T–9	$\leqq 25 \cdot 10^{-6} \cdot 1/K$	
T–10	$\leqq 15 \cdot 10^{-6} \cdot 1/K$	



Widerstandswert: 22kΩ
Toleranz: ±5%

Bild 4. Ansicht und Kennzeichnung der würfelförmigen Standform. Beschriftung im Klartext auf der Stirnseite (Maßangaben in mm)



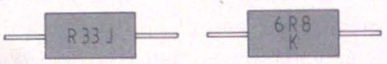
Widerstandswert: 120kΩ
Toleranz: 1%
$TK_R \leqq 50 \cdot 10^{-6} \cdot 1/K$

Bild 5. Kennzeichnung durch halben Klartext mit zusätzlicher Angabe des verschlüsselten TK_R-Wertes

a) 2,7kΩ ± 5%
b) 1,5Ω ± 2%
c) 1,5Ω ± 2%

Bild 6. Beispiele für Kennzeichnung durch gekürzten Klartext

Bild 7. ▶ Bezeichnung im gekürzten Klartext und Toleranzangabe durch Buchstabencode



a) einzeilig 0,33Ω ± 5%
b) zweizeilig 6,8Ω ± 10%

Tabelle 2. TK_R-Kennzeichnung durch Buchstabenschlüssel

Kennbuchstabe	TK_R-Wert
G	$\leqq 100 \cdot 10^{-6}\ 1/K$
H	$\leqq 50 \cdot 10^{-6}\ 1/K$
J	$\leqq 25 \cdot 10^{-6}\ 1/K$

Tabelle 3. Anwendungsschema für den RKM-Code nach IEC-Publikation 63 und DIN 40 825

0,1 Ω		R10
1 Ω		1R0
10 Ω		10R
100 Ω		100R
1000 Ω	≙	1K0
10 kΩ		10K
0,1 MΩ		100K
1,0 MΩ		1M0
10,0 MΩ		10M

dichte von oben erkennbar. Nur ist infolge der geringen Abmessungen der zu bedruckenden Fläche (etwa 3 mm x 5 mm) die Beschriftung nicht immer zufriedenstellend lesbar. Sind noch zusätzliche Angaben erforderlich – z. B. die TK_R-Angabe bei den hochpräzisen Metallfilmwiderständen –, so wird hier oft ein reiner Buchstabencode in Verbindung mit einem „halben" Klartextaufdruck verwendet (*Bild 5*). Die Angabe nach Bild 5 bedeutet: Widerstandswert 120 kΩ, Toleranz 1 %, $TK_R = 100 \cdot 10^{-6} \cdot 1/K$.

Die Bedeutung der hier verwendeten Buchstaben ergibt sich aus *Tabelle 2* [2].

Beschriftung im RKM-Code

Ist wegen Platzmangels oder aus anderen Gründen eine Angabe von Widerstandswert und Toleranz im Klartext nicht möglich, so sehen DIN 40 825 und auch die IEC-Publikation 63 eine gekürzte Schreibweise vor – den RKM-Code. Dabei erfolgt der Ziffernausdruck in Klarschrift, die Kommastelle wird jedoch durch einen Buchstaben mit der Bedeutung eines Multiplikators gekennzeichnet. *Tabelle 3* zeigt das Anwendungsschema, und in *Bild 6* sind drei Beispiele für eine derartige Kennzeichnung dargestellt. Es gibt aber auch Hersteller, die anstelle des Buchstaben R den Buchstaben E (für Einer) verwenden (Bild 6c).

Der Vorteil der abgekürzten Klartextbezeichnung ist klar ersichtlich. Erstens wird der kleine Kommastrich, der besonders bei kleinem Druck in Klartext leicht übersehen werden kann oder sogar vom Widerstand verschwunden ist,

Dipl.-Ing. Hans Peschl, 46, in Zwittau geboren, studierte Nachrichtentechnik an der TH Darmstadt. Ab 1958 war er im Mikrowellen-Laboratorium der SEL in Pforzheim zunächst als Entwicklungsingenieur, später als Gruppenleiter mit der Entwicklung von aktiven und passiven RF-Bauteilen beschäftigt. Seit 1964 ist er Leiter des Laboratoriums für Nachrichtentechnik an der Hochschule für Technik in Bremen.

Benennung	Kennfarbe: Farbe nach RAL-Farbregister 840 HR	Widerstandswert in Ω: 1. Ziffer	2. Ziffer	Multiplikator	Toleranz des Widerstandswertes
keine	–	–	–	–	± 20 %
silber	RAL 9006	–	–	10^{-2}	± 10 %
gold		–	–	10^{-1}	± 5 %
schwarz	RAL 9005	–	0	10^{0}	–
braun	RAL 8003	1	1	10^{1}	± 1 %
rot	RAL 3018	2	2	10^{2}	± 2 %
orange	RAL 2004	3	3	10^{3}	–
gelb	RAL 1016	4	4	10^{4}	–
grün	RAL 6018	5	5	10^{5}	± 0,5 %
blau	RAL 5015	6	6	10^{6}	–
violett	RAL 4005	7	7	10^{7}	–
grau	RAL 7023	8	8	10^{8}	–
weiß	RAL 9010	9	9	10^{9}	

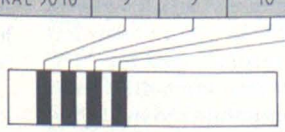


Bild 8. Farbkennzeichnung nach IEC-Publikation 63 und DIN 41 429

ohne daß eine auffällige Lücke im Schriftbild verbleibt, durch einen Buchstaben von der gleichen Größe wie die Zahlen ersetzt. Ebenso verringert sich die Anzahl der für die Kennzeichnung benutzten Einzelzeichen bis zu maximal drei Zeichen. Beispiel: Klartext 0,33 kΩ, gekürzt K33. Häufig erfolgt bei dieser Kennzeichnung die Toleranzangabe in verschlüsselter Form durch einen Buchstaben (*Bild 7*). Die Bedeutung der Buchstaben kann man der *Tabelle 4* entnehmen.

Kennzeichnung durch Farbcode

Nach DIN 41 429 und IEC-Publikation 63 werden Widerstandswert und Toleranz durch vier auf dem Widerstandskörper aufgebrachte Farbringe gekennzeichnet (*Bild 8*). Die ersten beiden Farbringe stellen die ersten zwei Ziffern des Widerstandswertes dar, der dritte Farbring ist ein Hinweis auf die Kommastelle (Multiplikator), und der vierte Farbring schließlich gibt die Toleranz an.

Der erste Ring ist derjenige, welcher der einen Stirnseite des zylinderförmigen Widerstandskörpers am nächsten liegt. Bei bekappten Widerständen ist der erste Farbring dann meist auf einer der beiden Kappen aufgebracht (*Bild 9a*), während der vierte – der Toleranzring – dann auf dem Widerstandskörper und nicht auf der zweiten Anschlußkappe zu finden sein muß. Oder der Toleranzring ist deutlich von den drei den Widerstandswert kennzeichnenden Farbringen räumlich abgesetzt (Bild 9b und 9c). Damit ist eine eindeutige Identifizierung möglich. Der Schlüssel für eine derartige Farbkennzeichnung ergibt sich aus Bild 8.

Ein Beispiel soll die Anwendung dieses Codes erklären: 1. Farbring: braun (1), 2. Farbring: grün (5), 3. Farbring: schwarz (x 1), 4. Farbring: gold (± 5 %); Klartext: 15 Ω ± 5 %.

Manchmal sind die Widerstandskörper so klein – z. B. bei $^1/_{20}$-W-Widerständen mit Abmessungen von 0,8 mm Ø und 2,5 mm Länge –, daß selbst Farbringe schwer aufzubringen sind. Dann können die Farbringe durch Farbpunkte ersetzt werden (*Bild 10*).

Bei der kunststoffumhüllten, würfelförmigen Standform findet man manchmal den Farbcode in Form von farbigen Strichen an der der Platinenseite abgewandten Stirnfläche des Widerstandes (*Bild 11*). Mit diesem Vierband-Farbcode wird erreicht, daß auch

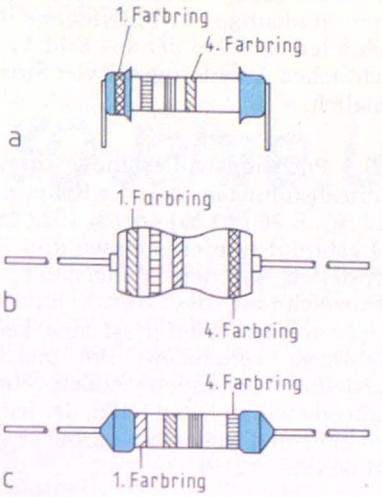


Bild 9. Zur Identifizierung der Farbring-Reihenfolge; a) erster Ring auf der Widerstandskappe, b und c) Toleranzring deutlich abgesetzt

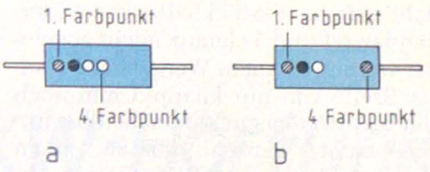


Bild 10. Kennzeichnung durch Farbpunkte nach dem internationalen Farbcode

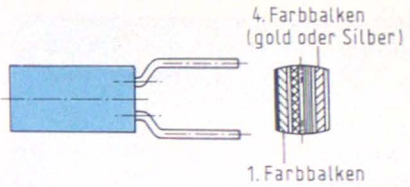
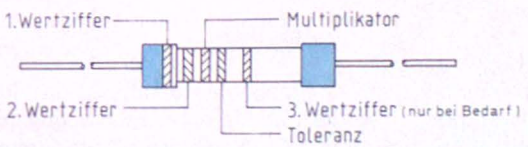


Bild 11. Kennzeichnung durch internationalen Vierstrich-Farbcode auf der würfelförmigen Standform

Bild 12. Kennzeichnung durch internationalen Farbcode mit fünf Farbringen

Farbe	1. Ring	2. Ring	3. Ring	Multiplikator	Toleranz
	Ziffern des Nennwiderstandswertes				
schwarz	–	0	0	10^0	–
braun	1	1	1	10^1	± 1 %
rot	2	2	2	10^2	± 2 %
orange	3	3	3	10^3	–
gelb	4	4	4	10^4	–
grün	5	5	5	10^5	–
blau	6	6	6	10^6	–
violett	7	7	7	–	–
grau	8	8	8	–	–
weiß	9	9	9	–	–
silber	–	–	–	10^{-2}	±10 %
gold	–	–	–	10^{-1}	± 5 %



Kennfarbe	1. Ring = 1. Wertziffer	2. Ring = 2. Wertziffer	3. Ring = Multiplikator	4. Ring = Toleranz	5. Ring (nur bei Bedarf) = 3. Wertziffer
farblos	–	–		± 20 %	–
silber	–	–	$\times 10^{-2}$ Ω = 0,01 Ω	± 10 %	–
gold	–	–	$\times 10^{-1}$ Ω = 0,1 Ω	± 5 %	–
schwarz	(0)	0	$\times 10^{0}$ Ω = 1,0 Ω	–	0
braun	1	1	$\times 10^{1}$ Ω = 10 Ω	± 1 %	1
rot	2	2	$\times 10^{2}$ Ω = 100 Ω	± 2 %	2
orange	3	3	$\times 10^{3}$ Ω = 1 kΩ	–	3
gelb	4	4	$\times 10^{4}$ Ω = 10 kΩ	–	4
grün	5	5	$\times 10^{5}$ Ω = 100 kΩ	± 0,5 %	5
blau	6	6	$\times 10^{6}$ Ω = 1 MΩ	–	6
violett	7	7	$\times 10^{7}$ Ω = 10 MΩ	–	7
grau	8	8	$\times 10^{8}$ Ω = 100 MΩ	–	8
weiß	9	9	$\times 10^{9}$ Ω = 1000 MΩ	–	9

Bild 13. Kennzeichnung durch internationalen Farbcode mit fünf Farbringen; älterer Codeschlüssel

bei hoher Packungsdichte bei Draufsicht auf eine bestückte Platine Widerstandswert und Toleranz leicht abgelesen werden können. Wenn aber auf einer Breite von nur knapp 3 mm noch vier Farbstreifen gut unterscheidbar untergebracht werden müssen, dann bleibt nicht mehr viel Platz für den Abstand der Striche untereinander, erst recht nicht für einen eindeutig erkennbaren unterschiedlichen Abstand der Endstriche von einer der Breitseiten. Man findet daher diese Kennzeichnung mit Vierband-Farbcode nur bei Widerständen mit ±5 % und ±10 % Toleranz; dazu gehören die Kennfarben Gold (±5 %) und Silber (±10 %). Da diese Kennfarben jedoch nur der Toleranz-Kennzeichnung vorbehalten sind, ist eine eindeutige Identifizierung der Zählfolge auch bei der aus Bild 11 ersichtlichen Anordnung der vier Striche möglich.

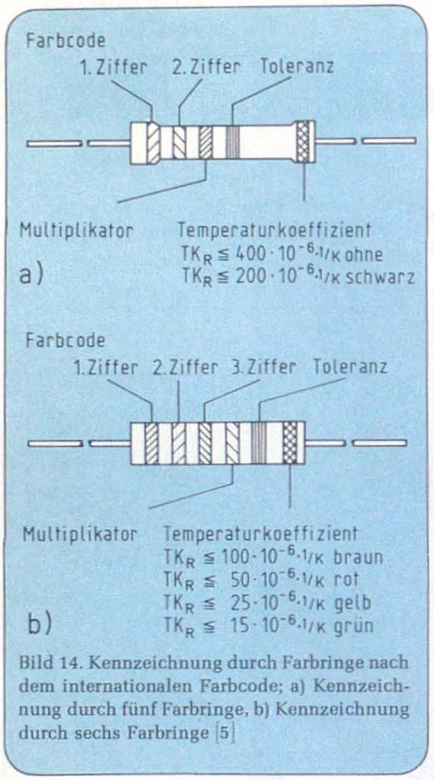


Bild 14. Kennzeichnung durch Farbringe nach dem internationalen Farbcode; a) Kennzeichnung durch fünf Farbringe, b) Kennzeichnung durch sechs Farbringe [5]

Bei Präzisionswiderständen, die in Werteabstufungen nach der Reihe E 48 (±2 %), E 96 (±1 %) oder E 192 (±0,5 %) gefertigt werden, müssen *drei* Ziffernstellen auf dem Widerstand zur Kennzeichnung des Wertes untergebracht werden; hierfür ist aber keine DIN-Norm vorhanden. Die meisten Hersteller verwenden jedoch einen Farbcode wie in DIN 41 429, der lediglich um einen weiteren Farbring erweitert ist (*Bild 12*) [3].

Während heute allgemein eine Kennzeichnung nach Bild 12 vorgenommen wird, gab es noch bis vor wenigen Jahren bei einigen Herstellern eine Farbkennzeichnung durch fünf Farbringe nach dem in *Bild 13* dargestellten Code [4]. Hier wird der dritte, den Widerstandswert kennzeichnende Farbring nicht wie beim IEC-Code unmittelbar an die ersten beiden anschließend vor dem Multiplikatorring eingefügt, sondern hinter dem Toleranzring – dem vierten – aufgebracht.

Mit einem Farbschlüssel nach Bild 13 gekennzeichnete Widerstände sind nicht nur in einigen noch recht modernen Geräten – meist Meßgeräten und Geräten der kommerziellen Technik – zu finden, sondern sie sind sogar noch hin und wieder im Handel erhältlich. Dabei kann es dann schon unangenehme Verwechslungen geben.

Bei Präzisions-Metallschichtwiderständen mit kleinem, relativ eng toleriertem TK_R-Wert wird oft ein weiterer Farbring zu dessen Kennzeichnung aufgebracht. Diese Farbringe müssen deutlich unterscheidbar sein von denen, die Widerstandswert und Toleranz kennzeichnen. Sie werden z. B. von der Vierer- bzw. Fünfergruppe räumlich abgesetzt aufgebracht (*Bild 14*). Auch hier sind wegen der nicht einheitlichen Kennzeichnung durchaus Verwechslungen möglich. So wird z. B. bei einem Hersteller durch einen blauen Ring oder senkrechten Strich ein Hf-Widerstand gekennzeichnet, bei welchem

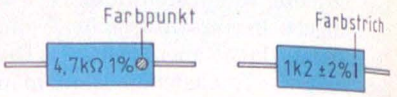


Bild 15. TK_R-Kennzeichnung durch farbigen Punkt oder Strich

durch eine spezielle Wendelung die Eigeninduktivität durch die Eigenkapazität kompensiert wird. Andere Hersteller kennzeichnen den TK_R-Wert durch einen Farbpunkt (*Bild 15*).

Kennzeichnung nach Militärcode (MIL)

Zur Abrundung soll auch diese Kennzeichnung hier kurz behandelt werden. Widerstandswerte ab 100 Ω werden durch vier Zahlen gekennzeichnet. Die ersten drei Zahlen entsprechen den Ziffern des Nennwertes, die vierte Zahl gibt die Anzahl der darauffolgenden Nullen an; Beispiel: 825 kΩ≙ 8253. Bei Widerstandswerten unter 100 Ω wird der Buchstabe R anstelle des Kommas gesetzt. Die Toleranzangabe erfolgt nach dem Buchstabenschlüssel der Tabelle 4; Beispiel: 32,5 Ω ±1 % ≙ 32R5F.

Literatur

[1] Vitrohm, Katalog Widerstände 1976/77.

[2] Resista, Datenblatt Metallschichtwiderstand MU2.

[3] Valvo, Katalog Festwiderstände 1977.

[4] Siemens, Datenbuch Widerstände 1970.

[5] Beyschlag, Datenblätter Metallschichtwiderstände.

Tabelle 4. Toleranzkennzeichnung durch Buchstabenschlüssel nach DIN 40 825

Kennbuchstabe	B	C	D	F	G	H	J	K	M	N	W	Q	R	Y	T	S	U	Z	V
zulässige Abw. %	±0,1	±0,25 ±0,3	±0,5	±1	±2	±2,5	±5	±10	±20	±30	+20 0	+30 −10	+30 −20	+50 0	+50 −10	+50 −20	+80 0	+80 −20	+100 −10

Ein kleiner bayerischer Schachzug

30 Jahre UKW-Hörfunk

Wie es zum Aufbau des UKW-Hörfunks in der Bundesrepublik Deutschland kam, ist in groben Zügen allgemein bekannt. Das *Warum*: Im Kopenhagener Wellenplan von 1948 hatten die drei westlichen Besatzungszonen eine Demontage ihres Mittel- und Langwellenbesitzes hinnehmen müssen, so daß die Rundfunkversorgung weiter Gebiete gefährdet erschien. Über das *Wie* der Abhilfe gingen die Meinungen zunächst auseinander. Es standen neben weiteren, etwas exotischen Vorschlägen drei reale Möglichkeiten zur Wahl. Nr. 1: eine sehr große Anzahl von winzigen MW-Sendern (20 W) über das Land verstreut, so leistungsschwach, daß sie ohne extra Genehmigung in den Kopenhagener Plan hätten schlüpfen können. Nr. 2: Wiederaufleben des etwas verrotteten Drahtfunks. Nr. 3: Frequenzmodulierter Rundfunk im 3-m-Bereich nach Vorbildern des Majors Armstrong, der in den USA einige Jahre vorher ein ganzes Netz von FM-Sendern aufbaute, letztlich aber an Querelen besonderer Art scheiterte.

Unter der tatkräftigen Regie von Dr. Werner Nestel, damals Technischer Direktor der wirtschaftlich übermächtigen Rundfunkanstalt NWDR (Hamburg/Köln) fiel die Wahl auf UKW, allerdings mit einer Variation des Armstrongschen Vorbildes. Wählte jener schwache Sender und hochempfindliche, also teure, UKW-Empfänger, so wollte Nestel sehr starke Sender bauen, in der Spitze 100 kW ERP, und damit die Empfänger billig halten, weil sie relativ unempfindlich sein durften.

Zwischen dem Bayerischen und dem Nordwestdeutschen Rundfunk soll es eine Absprache gegeben haben, daß man am selben Tag die ersten UKW-Sender einschalten wollte, gedacht war an den 1. März 1949. Während man sich in Hamburg daran hielt und tatsächlich einen 100-W-UKW-Sender, gebaut von Telefunken, in Hannover einweihte, (*Bild 1*) kamen die Bayern einen Tag früher zum Zuge. Dr. Lothar Rohde, Mitinhaber von Rohde & Schwarz, hatte dem Bayerischen Rundfunk angeboten, einen 250-W-UKW-Sender rechtzeitig und vor allem billig zu bauen (4000 DM!), denn er witterte das kommende große Sender-Geschäft (*Bild 2*). Ein Paukenschlag konnte also nichts schaden – demzufolge der eine Tag früher, was sich publizistisch auszahlte.

Also wurde der Sender am Fuß des noch heute stehenden 100-m-Stahlgittermastes in München-Freimann aufgestellt und mit einem mühsam beschafften Energiekabel mit der Antenne verbunden, die hoch droben in der Kälte stand. 30 Jahre später, am 28. Februar 1979, erzählte Dr. Rohde in München, daß er die Senderöhre für die Station auf komplizierte Weise beschaffte, d. h. bei seinen amerikanischen Freunden auf dem Schwarzen Markt.

Handel dagegen, Industrie skeptisch

Dem Start des UKW-Funks waren lange und erbitterte Auseinandersetzungen vorausgegangen. Dr. Nestel warb mit der ihm eigenen vitalen Energie, wuchtig unterstützt von der Macht der schon damals sehr großen Zeitschrift „Hör Zu", wo Eduard Rhein mehr als nur eine Lanze für UKW brach und den zugkräftigen Namen „Welle der Freude" erfand. Auf der anderen Seite fürchtete sich der Radiofachhandel vor dem, was da auf ihn zukam. Hatte man doch gerade ein dreiviertel Jahr zuvor die Währungsreform überwunden; Handel und Wandel liefen an, und die ersten neuen Rundfunkempfänger – alles brave AM-Konstruktionen – fanden reißenden Absatz. Warum, um Gottes Willen, so schnell etwas Neues? Die Industrie sah die Chancen des UKW-Rundfunks keinesfalls in ihrem ganzen Glanze und bremste halbherzig. Es ging hoch her, so daß bei der Einweihung der beiden schwachen Senderchen fleißig abgewiegelt wurde. Die Empfänger wären billig, aber wenig leistungsfähig, die zunächst erzielbare Reichweite würde nur 4...7 km betragen und überhaupt, es gäbe keinen Grund,

Bild 1. Dr. Werner Nestel erklärt den ahnungslosen Journalisten am 1. März 1949 vor dem 100-W-UKW-Sender Hannover, wie UKW funktioniert. Der Hut auf dem Tisch wurde zum Modell der UKW-Sendeantenne, wobei die Krempe die horizontale Verstärkung der Leistungsabstrahlung symbolisierte

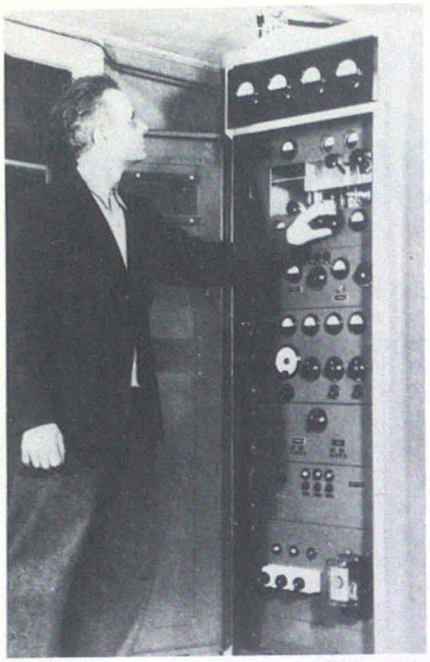


Bild 2. Ing. Heinz Rudat vor dem am 28 Februar 1949 in München-Freimann eingeschalteten 250-W-UKW-Sender. Er wurde bald wieder abgebaut, steht aber heute noch als Reliquie beim Bayerischen Rundfunk

von einer generellen Ablösung der Mittelwellen zu reden; die ersten Sender sollten nur den Entwicklungsarbeiten der Industrie dienen.

Der schlaue Lothar Rohde dachte an sein Senderbaugeschäft und riskierte einen Bluff. Sein Unternehmen, keinesfalls eine Rundfunkgerätefabrik, verkündete, daß ein UKW-Super gebaut wird, und zwar in einer Auflage von 10 000 Stück (*Bild 3*). Das fuhr der Geräteindustrie in die Glieder und sie strengten sich an, zunächst UKW-Vorsatzgeräte, z. T. als Pendelrückkopplungsempfänger mit Flankengleichrichtung, zu bauen, und dann fleißig kombinierte FM/AM-Empfänger zu entwickeln.

Als die Sache einigermaßen lief, als ein Sender nach dem anderen entstand, ging die Industrie voll mit. Einige begabte Vortragsreisende, wie der unvergessene Ferdinand Schilling, zogen durch die Lande und hielten Händlervorträge am laufenden Band.

UKW wurde aber erst dann ein Erfolg...

...als die Rundfunkanstalten neben die ersten Sender, die das MW-Programm übertrugen, eine zweite Kette stellten, für die extra Programme gemacht wurden. Bis dahin kam UKW nur mäßig an; offenbar war nach dem Inkrafttreten des Kopenhagener Wellenplanes im Frühjahr 1950 die MW-Versorgung doch nicht ganz so schlecht wie vorhergesagt.

Noch im April 1949 schrieben die Rundfunkanstalten einen Wettbewerb für UKW-Empfängerkonstruktionen aus. Verlangt wurden zwei Typen: ein UKW-Vorsatzgerät und ein AM/FM-Gerät. Es winkten 15 000 DM als Preise.

Natürlich ließ sich UKW nicht aufhalten. Seine klanglichen Vorzüge und seine störungsfreie Wiedergabe übertrafen die Nachteile, etwa die begrenzte Reichweite. Letztere war aber so begrenzt nun auch wieder nicht, sie war nicht „optisch", sondern „quasioptisch" mit zahlreichen hervorragenden Beobachtungsergebnissen. Das Phänomen der troposphärischen Überreichweite faszinierte.

Und dann zeigte UKW, was es wirklich kann. 1963 kamen die ersten Stereo-Sendungen auf – eine Übertragungsart, die es nur im FM-Bereich geben konnte. Stereo bescherte Industrie und Handel einen weiteren Boom, freilich blieb Bayern aus mancherlei Gründen sehr lange der letzte weiße Fleck auf der Stereo-Landkarte der Bundesrepublik – ausgerechnet Bayern, das den allerersten UKW-Sender einschaltete!

Wie es mit UKW weiterging, ist bekannt. 1961 wurde in Stockholm der zweite UKW-Frequenzplan (und der für das Fernsehen) für Europa aufgestellt, erstmals mit etwas Computerhilfe. Obwohl er im Bereich 87,5...100 MHz keine Vorkehrungen für Stereo traf, gilt dieser Plan noch heute.

UKW heißt aber auch Verzicht auf Fernempfang, auf ungehindertes Informieren über Land und Meer hinweg. Der Rundfunk wurde „regional". Er wird es weiter bleiben, nachdem die Akrobaten der Frequenzverteilung den Genfer LW/MW-Plan von 1975, seit November des Vorjahres in Kraft, zu einem totalen Fiasko werden ließen – eine späte Bestätigung dafür, wie vorausschauend die Rundfunkanstalten unter den anfeuernden Püffen von Werner Nestel bei der Entscheidung pro FM-Rundfunk gehandelt hatten.

Karl Tetzner

Bild 3. Der erste AM/FM-Empfänger, gebaut von Rohde & Schwarz

Videorecorder für zwei Schaltzeiten programmierbar

Die Bezeichnung SVR 4004 EL trägt ein weiterentwickelter Videorecorder von Grundig; EL steht dabei für Electronic Luxus. Das Gerät besitzt eine Einrichtung zur zweifachen Vorprogrammierung für die Aufzeichnung von zwei beliebigen Fernsehprogrammen auf beliebigen Kanälen innerhalb von zehn Tagen (*Bild*). Zu diesem Zweck sind im Recorder zwei Speicher vorhanden. Der erste Speicher muß immer zuerst mit den Programmierdaten Einschaltzeit, Programm, Einschalttag sowie der Ausschaltzeit geladen werden. Zur Einschaltung der Programmierfunktion sind die beiden erstgenannten Daten obligatorisch. Die Ausschaltzeit läßt sich durch Programmierung, Bandendabschaltung oder Einschaltzeit der zweiten Programmierung bestimmen. Diese Eigenschaft ist der Festlegung der Abschaltzeit durch vorgegebene Minuten- oder Stundenangaben weitaus überlegen. Ist die Programmierung angenommen, so rollieren die Daten in der Anzeige, d. h. sie erscheinen abwechselnd. Sind beide Programmierungen angenommen, so erscheinen auf der Anzeige nach 12 s Wartezeit die zweite Einschaltzeit, der Einschalttag (Programm zwei) sowie die Ausschaltzeit der zweiten Programmierung je dreimal hintereinander. Der Benutzer kann damit sicher sein, daß die von ihm angegebene Programmierung in der gewünschten Weise ausgeführt wird.

Zehn Tage im voraus kann der Videorecorder SVR 4004 EL programmiert werden; dabei sind zwei Ein- bzw. Ausschaltprogramme einstellbar

Farbfernsehempfänger mit Super-Parallelton

Bis vor kurzem erstreckten sich Verbesserungen der Tonwiedergabe bei Fernsehgeräten lediglich auf den Nf-Teil. Wega hat nun bei der neuen Farbchassis-Serie CXS das „Super-Parallelton-Verfahren" eingeführt, um die Ton- und Bildqualität zu verbessern. Es entspricht im Prinzip dem bereits in Heft 7/1979, Seite 6, vorgestellten Verfahren, arbeitet jedoch nicht mit speziell dafür entwickelten integrierten Schaltungen.

Beim bisher angewendeten Intercarrier-Verfahren mußten sowohl die Bildinformation als auch das Tonsignal in einem Zf-Verstärker gemeinsam verstärkt werden. Bei der nachfolgenden Demodulation des Bildsignals wurden die hierbei entstehenden Oberwellen des Videosignals dem Tonsignal als Störgeräusch aufaddiert; eine Verbesserung des Signal-Störabstandes war daher nicht möglich.

Beim reinen Parallelton-Verfahren, wie es bei den ersten Fernsehgeräten benutzt wurde, gab es ebenfalls Probleme: Die Abstimmung auf den zu empfangenden Sender war sehr schwierig; man konnte nur auf den Tonsender abstimmen. Außerdem ist dieses Verfahren auch sehr empfindlich gegenüber Frequenz- und Phasensprüngen des Oszillators im Tuner (z. B. bei Klopfempfindlichkeit des Tuners), die als Störgeräusche im Lautsprecher hörbar werden.

Das Super-Parallelton-Verfahren

Da man mit dem Parallelton-Verfahren allein die Tonqualität ebensowenig verbessern kann, wie mit dem Intercarrier-Verfahren, hat Wega das Super-Parallelton-Verfahren entwickelt, bei dem die Vorteile sowohl des Parallelton- als auch des Intercarrier-Verfahrens ausgenutzt werden. Das Prinzipschaltbild ist in *Bild 1* wiedergegeben.

Der frequenzmodulierte Tonträger 33,4 MHz wird hinter dem Zf-Vorverstärker vom Bildträger abgetrennt und über ein Bandfilter dem Ton-Zf-Verstärker TA 7124 P schmalbandig zugeführt. Eine Regelschaltung (AGC) mit dem Transistor 2 SA 733 sorgt für konstante Ausgangsamplitude des modulierten Tonträgers. Der Bildträger 38,9 MHz (durch IC TAB 1440 G begrenzt) wird am Referenzkreis dieses ICs niederohmig und mit konstanter Amplitude abgenommen.

Nun durchläuft das Signal ein Bandfilter und wird mit Hilfe einer Falle bei 36,15 MHz abgesenkt. Diese Frequenz muß abgesenkt werden, weil die Oberwellen von Videofrequenzen im Bereich des halben Bild-Ton-Abstandes starke Störungen (Zirpen, Prasseln, Pfeifen) im Ton hervorrufen können. Dann leitet man den Bildträger (ohne Modulationsanteile) über den Transistor 2 SC 2009 zum Transistor 2 SC 403 C weiter.

Das vom Tonträger-Verstärker kommende Signal gelangt ebenfalls zu diesem Transistor, der es gemeinsam mit dem Bildträger verstärkt. Nach Durchlaufen dieses Verstärkers erhält man

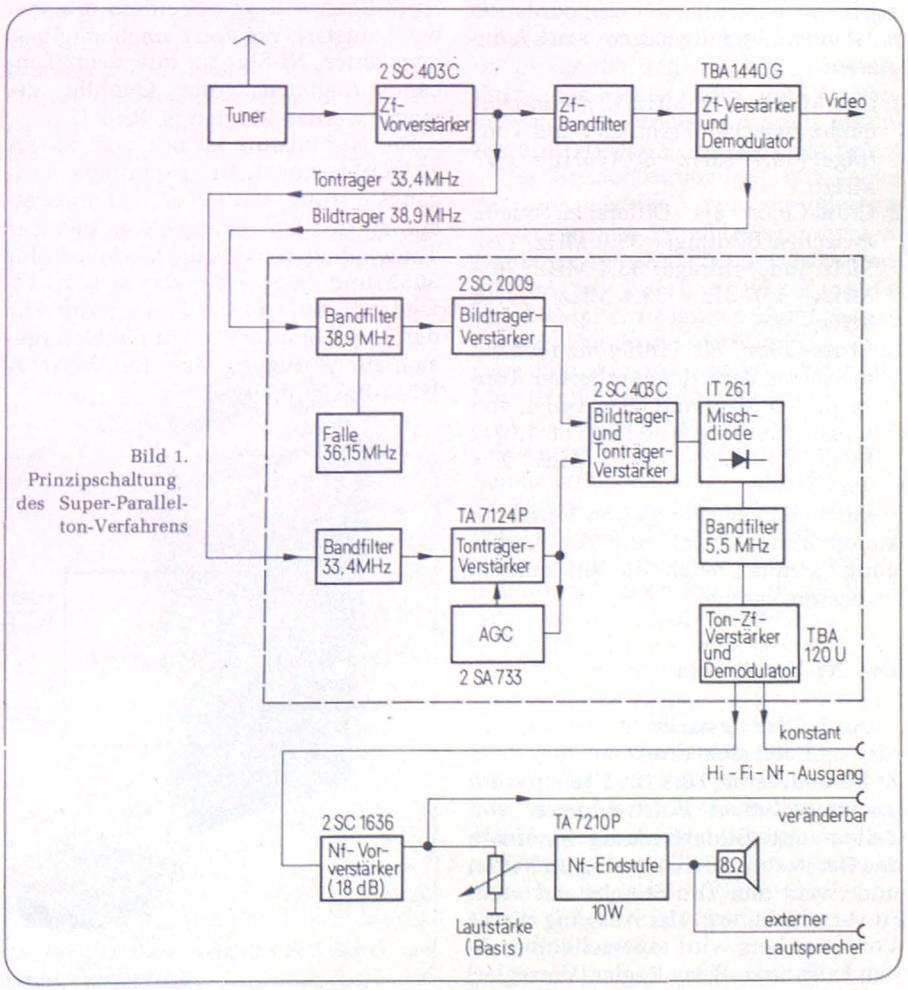


Bild 1. Prinzipschaltung des Super-Parallelton-Verfahrens

mit Hilfe der Mischdiode IT 261 die neue Ton-Zf 5,5 MHz. Über eine Bandfilter-Kombination aus Serienkreis, Keramikfilter und abgestimmtem Einzelkreis wird das Signal dem TBA 120 U zur Demodulation zugeführt. Das demodulierte Nf-Signal gelangt dann zu 10-W-Hi-Fi-Verstärker.

Mit Hilfe dieses Verfahrens ist es möglich, verschiedene Nachteile des bisherigen Übertragungssystems zu verbessern, wie z. B. den Signal-Stör-Abstand. Störungen durch Übermodulation des Bildträgers oder durch ein ungünstiges Leistungsverhältnis Bildträger zu Tonträger infolge Mehrwegeempfangs oder stehende Wellen in Antennenanlagen) sowie durch Oberwellen von Chroma- oder Videosignal, die bisher im Tonkanal Störungen verursachten, konnten stark reduziert werden. Diese Störungen traten besonders bei Schrifteinblendungen auf.

Da beim Super-Parallelton-Verfahren Bild- und Tonsignale völlig voneinander getrennt werden, braucht der Tonträger nicht in der Bild-Zf mit verstärkt zu werden und läßt sich hier durch entsprechende Auslegung der Bandfilter-Charakteristik fast völlig unterdrücken. Daher lassen sich verschiedene Störsignale, die bisher bei der Demodulation entstanden, beseitigen bzw. stark reduzieren:

1. Das Moiré 1,07 MHz (Differenzfrequenz zwischen Farbträger und Tonträger (34,47 MHz – 33,4 MHz = 1,07 MHz);
2. Cross-Color als Differenzfrequenz zwischen Bildträger 38,9 MHz, 1,07 MHz und Tonträger 33,4 MHz (38,9 MHz – 1,07 Hz – 33,4 MHz = 4,43 MHz;
3. Cross-Color als Differenzfrequenz zwischen dem demodulierten Tonträger 5,5 MHz und Oberwellen von videofrequenten Anteilen von 1,07/2 MHz (5,5 MHz – 1,07/2 MHz · 2 = 4,43 MHz).

Mit dem Super-Parallelton-Verfahren konnte also nicht nur die Tonübertragung, sondern auch die Bildqualität verbessert werden.

Der Nf-Verstärker

Der Nf-Vorverstärker 2 SC 1636 (18 dB) schließt sich direkt an den Ton-Zf-Demodulator (TBA 120 U) an, um die unvermeidlichen Einstreuungen von Zeilen- und Bildablenkung innerhalb des Gerätes möglichst gering zu halten und damit den Ton-Störabstand nicht zu verschlechtern. Der Ausgang dieses Vorverstärkers wird einerseits über einen Lautstärke-Basis-Regler (Vorregler)

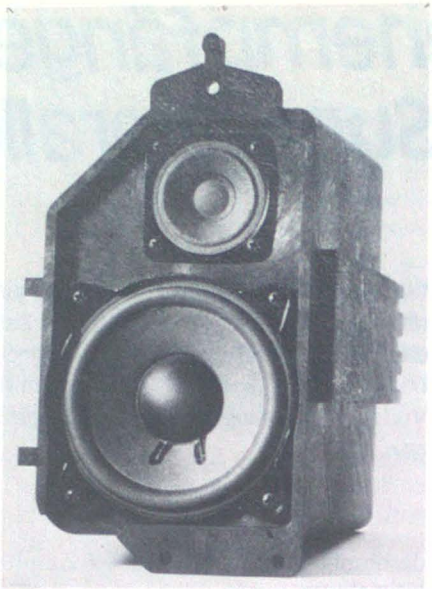


Bild 2. Zweiweg-Hi-Fi-Lautsprecherbox für Fernsehgeräte

zur Endstufe gegeben, zum anderen geht das Signal zu einer Hi-Fi-Buchse, von der es mit guter Qualtiät über Kabel einer Hi-Fi-Anlage zugeführt werden kann. Die Lautstärkeregelung ist über die Fernsteuerung möglich. An dieser Hi-Fi-Buchse liegt außerdem ein von der Lautstärkeregelung unabhängiges, konstantes Nf-Signal, mit dem Tonbandaufnahmen guter Qualität gemacht werden können (s. Bild 1).

Die Nf-Endstufe ist mit dem IC TA 721 OP bestückt. Die garantierte Ausgangsleistung ist 10 W an 8 Ω und entspricht in allen Daten DIN 45500. Zur Tonwiedergabe ist in die Modelle Color 3052 und 3054 eine Zweiweg-Hi-Fi-Lautsprecherbox *(Bild 2)* eingebaut. Für den Typ Color 3050 steht ein Untergestell zur Verfügung, das eine Dreiweg-Hi-Fi-Box enthält.

Die Stromversorgung für die Ton-Endstufe wurde so ausgelegt, daß eine Beeinflussung des Bildes auch bei maximaler Leistung vermieden wird. Zu diesem Zweck wird ein getrennter Übertrager parallel zum Switchmode-Transformator benutzt.

Demonstration auf der Hi-Fi-Ausstellung

Auf der Hi-Fi-Ausstellung in Düsseldorf (auf der nur Geräte ausgestellt werden dürfen, die der DIN 45500 entsprechen) hat Wega ein Farbfernsehgerät vorgeführt (Typ 3050), das als Monitor präpariert in seiner Nf-Übertragungsqualität – zusammen mit der im Untergestell eingebauten Dreiweg-Box – voll den DIN-Forderungen genügt. Da aber Fernsehsendungen (noch?) nicht der Hi-Fi-Norm entsprechen (es gibt auch noch keine Hi-Fi-Norm für Fernsehübertragungen), wäre eine Demonstration nicht möglich gewesen. Aus diesem Grunde wurde eine 1-Zoll-Video-Aufzeichnungsanlage BNC 50 beschafft, die Nf-Signale mit Hi-Fi-Qualität wiedergeben kann.

Die BNC 50 lieferte u. a. folgende Ausgangssignale: Videosignal 1 V_{ss} FBAS an 75 Ω (S negativ), Nf-Signal 6 dBm ($\approx$ 1,55 V_{eff}) mit R_i = 2 kΩ. Das Farbfernsehgerät 3050 mußte an diese Signale angepaßt werden. Da das Chassis des Gerätes netzgetrennt aufgebaut ist, war die Entwicklung der notwendigen Interface-Schaltungen nicht besonders schwierig *(Bild 3)*.

Der Eingang der Signalplatte benötigt ein FBAS-Signal von 2,8 V_{ss} (S negativ). Eine Übertragung des Gleichstromwertes war hier nicht notwendig, da die Schaltung mit den verwendeten ICs

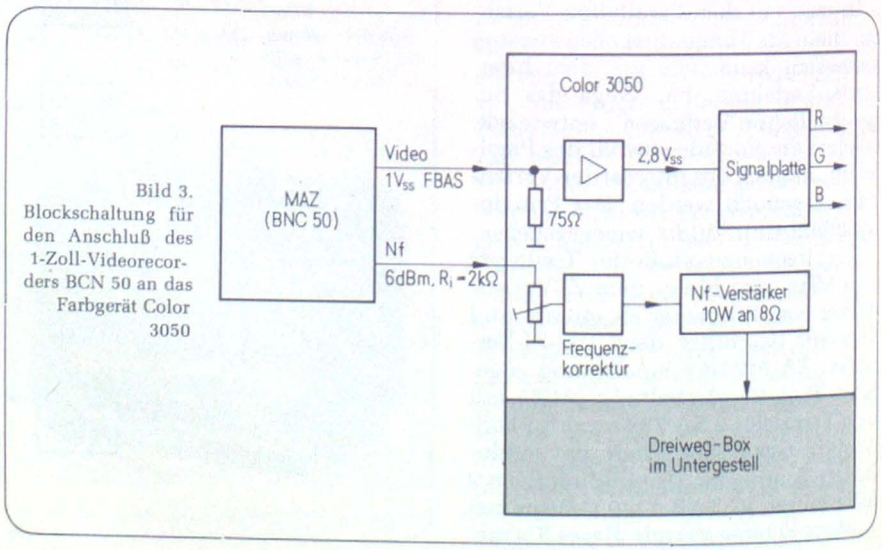


Bild 3. Blockschaltung für den Anschluß des 1-Zoll-Videorecorders BCN 50 an das Farbgerät Color 3050

sich diesen selbst wieder herstellt. Der Videoverstärker mußte also nur einen Verstärkungsfaktor von 2,8 und eine Bandbreite von ca. 10 MHz aufweisen. Die Polarität des Ausgangssignals durfte jedoch gegenüber dem Eingangssignal nicht gedreht sein.

Das von der MAZ geliefert Nf-Signal wurde über eine Frequenzgangkorrektur (und mit korrigiertem Pegel) dem IC TBA 120 U zugeführt (der TBA 120 U war speziell auf geringen Klirrfaktor ausgemessen). Bei der Nf-Übertragung, gemessen an 8 Ω wurden folgende Werte erreicht:

Frequenzgang: 31,5 Hz...18 kHz ± 2 dB
Klirrfaktor bei Nennleistung: < 1 %
Klirrfaktor bei 100 mW: < 1 %
Nennleistung (Sinus) am 8 Ω: 10 W
Musikleistung: 14 W
Fremdspannungsabstand: 60 dB
Geräuschspannungsabstand: 62 dB

Vor allem den letzten beiden Punkten mußte besondere Aufmerksamkeit gewidmet werden. Das Einstreuen der Horizontal- und Vertikalablenkung auf den Nf-Verstärker und seine Zuleitungen konnte nur durch besondere Maßnahmen wie Abschirmung sowie Verlegung und Verstärkung der Masseleitungen verhindert werden. *shi*

Ein 2-m-FM-Taschenfunksprechgerät

Jetzt ist es also soweit: 2-m-Amateurfunk in FM alle 5 kHz, mit 1,5 Watt Sendeleistung und 600-kHz-Relaisablage ermöglicht ein knapp 400 g leichtes Taschenfunksprechgerät Mini 400 von Telecom. Das kleine Gerät stammt aus Japan, trägt dort die Bezeichnung AR 240, und wird für die europäischen Verhältnisse von 800 auf 400 Kanäle beschnitten.

Wenn man das Gerät in die Hand nimmt, fällt zunächst das geringe Gewicht gegenüber auch weit weniger leistungsfähigen Handfunksprechgeräten auf. Das *Bild* zeigt das Gerät im Größenvergleich mit einer Streichholzschachtel und einer Zigarette. Der Verdacht, daß eventuell der Akku fehlen würde und deshalb das Gerät so leicht sei, bestätigte sich nach Öffnen der Rückwand nicht. Dafür machte der Autor eine weitere, sehr angenehme Entdeckung: Die gesamte Elektronik ist auf zwei gleichgroßen, mit einem Steckverbinder verbundenen Platinen untergebracht, einschließlich der Potentiometer und Buchsen. Um das Gerät völlig zu zerlegen, genügt es also, die vier Schrauben der Gehäuserückwand zu lösen, den Deckel abzunehmen, und die Senderplatine anzustecken. Ursprünglich war befürchtet worden, daß ein derart aufwendiges und doch so kleines Gerät sicher über einen völlig undurchschaubaren, zusammengequetschten Inhalt verfügen müsse. Aber es geht auch anders; der Aufbau ist durchaus servicefreundlich.

Das mitgelieferte Manual enthält übrigens nicht nur Schalt- und Platinenpläne, sondern auch noch eine detaillierte Abgleichanweisung und Hinweise für eine eventuelle Fehlersuche.

Die Frequenzaufbereitung erfolgt nach dem bekannten PLL-Prinzip. Der VCO schwingt jedoch nicht auf der Injektionsfrequenz für den erster Mischer im Empfänger, sondern im Bereich von 43,43...45,1 MHz für die Europa-Version. Nach einer Verdreifacherstufe gelangt das Signal entweder zum ersten Mischer im Empfänger, oder im Sendefall zu einem Balancemischer, dem entweder ein 10,7-MHz-Signal für Simplexbetrieb, oder 10,1 MHz bzw. 11,3 MHz für die Relaisablagen ± 600 kHz zugeführt werden.

Der Empfängereingang und auch erster und zweiter Mischer arbeiten mit bipolaren Transistoren, was sich günstig auf die Stromaufnahme des Gerätes auswirkt. Im stand-by-Betrieb, also bei geschlossener Rauschsperre, ergibt sich eine Gesamtstromaufnahme von ca. 17 mA.

Zwischen Vorstufe und erstem Mischer sorgt ein dreikreisiges Filter für genügend Weitabselektion. Für die erste Zf von 10,7 MHz sind ein monolithisches Quarzfilter und ein keramisches Filter, für die zweite Zf von 455 kHz ein keramisches Filter und keramischer Diskriminator installiert, was zu einer recht guten Nachbarkanalselektion führt. Praktische Vesuche in direkter Umgebung kommerzieller 2-m-Stationen ergab keinerlei Störungen durch Kreuzmodulationen, wie es oft an anderen Geräten beobachtet wurde. Trotzdem weist der Empfänger eine ausgezeichnete Empfindlichkeit von etwa 0,3 µV für 20 dB SINAD auf. 15 Kapazitätsdioden sorgen dafür, daß Empfänger- wie Senderdaten über den gesamten Einstellbereich konstant bleiben.

Der Sender ermöglicht mit seiner Ausgangsleistung von mindestens 1,5 W sichere Portableverbindungen. Die Stromaufnahme beträgt dabei etwa 400 mA, was bei einer Akku-Kapazität von 250 mAh zu kurzen Durchgängen zwingt. Durch die Verwendung eines separaten Elektret-Kondensatormikrofons ist die Verständlichkeit gut.

Eine kleine LED an der Frontseite des Gerätes informiert nicht nur über den Sendebetrieb, sondern leuchtet auch dann, wenn sich die Akkuspannung dem unteren Grenzwert nähert. Das mitgelieferte Ladegerät gibt einen erhöhten Ladestrom von ca. 35 mA ab, so daß 8stündiges Laden ausreicht.

Dem Bild kann man entnehmen, daß das Gerät recht handlich ist. Die Bedienelemente liegen griffgerecht, und die Frequenz wird direkt durch die Stellung der drei Codierschalter für MHz, 100 kHz und 10 kHz sowie den Schiebeschalter für +5 kHz ohne irgendwelche Umrechnungen angezeigt; der Tonruftaster ist in die breite Sendetaste integriert, der Relaisablagenschalter befindet sich ebenfalls griffgünstig an der Geräterückseite.

Chr. Rockrohr

Das Gerät im Größenvergleich zu Zigarette und Streichholzschachtel

Bildschirm-Spielereien

Das Bildschirm-Schachspiel auf unserem Titelbild basiert auf dem RAM-Bildwiederholspeicher-System. Welche Alternative es zu diesem Prinzip gibt und welche Vor- und Nachteile sich für bestimmte Darstellungsformen ergeben, behandelt der folgende Beitrag.

Der Bildwiederholspeicher

Seit etwa einem Jahr sind Bildschirmspiele auf dem Markt, die nicht mehr nur festprogrammierte Spielarten zulassen, sondern durch Einschieben von Kassetten für immer neue Spiele verwendbar sind. Die Kassetten enthalten Festwertspeicher (ROMs) mit dem notwendigen Programm für den zentralen Mikroprozessor.

Leider sind die Mikroprozessoren selbst nicht schnell genug, um direkt das erforderliche Videosignal zu erzeugen; ein Pufferspeicher ist also erforderlich, in den vom Prozessor (relativ langsam) der gewünschte Bildinhalt eingelesen wird. Dieser sog. Bildwiederholspeicher muß nun selbstverständlich um so größer und damit teurer sein, je mehr Bildelemente für den Bildaufbau verwendet werden. Für das Schachspiel auf unserem Titelbild sind 128 x 124 Bildelemente notwendig; berücksichtigt man noch, daß jeder Matrixpunkt vier mögliche Farben annehmen kann, so ergibt sich die Speicherkapazität zu 32 Kbit, da einige Bits auch für interne Zwecke reserviert werden müssen.

Der Inhalt des Bildwiederholspeichers wird nun seriell 50mal pro Sekunde ausgelesen, woraus sich das Videosignal ergibt. Das Auslesen geschieht über eine DMA-Schaltung (Direct Memory Access), also unter Umgehung des zu langsamen Mikroprozessors *(Bild 1)*.

Der Grundgedanke des Bildwiederholspeicher-Prinzips, daß nämlich jedem Bildpunkt eine Speicheradresse zugeordnet ist, macht das System sehr flexibel, da die Objekte auf dem Bildschirm in Form und Größe völlig frei programmierbar sind. Auf der anderen Seite ist die notwendige Speicherkapazität von immerhin 32 Kbit ein nicht zu übersehender Kostenfaktor, der trotz sinkender Speicherkosten verhindert, daß dieses Prinzip ausschließlich angewendet wird.

Die Alternative: Ein Zeichengenerator

Geht man davon aus, daß die Spielobjekte bzw. die zu bewegenden Figuren immer gleich aussehen und nicht sehr zahlreich sind, dann braucht man nicht jeden Bildpunkt einzeln ansprechen zu können. Vielmehr genügt eine recht grobe Unterteilung des Bildschirms in Felder oder Matrixelemente, in denen dann festgelegte Zeichen oder Grafiksymbole dargestellt werden können. Wegen der geringeren Anzahl von Matrixfeldern schrumpft der notwendige Speicher – wenn man einmal vom Programmspeicher absieht – z. B. auf 2 Kbit RAM, was die Kosten erheblich senkt. Dem steht der sicher schwerwiegende Nachteil gegenüber, daß man auf wenige unterschiedliche Figurenformen festgelegt ist. Diese Formen sind wiederum als „Mini-Matrix" in einem sog. Zeichengenerator abgespeichert.

Der Zeichengenerator ist Bestandteil des PVI (Programmable Video Interface) von Valvo *(Bild 2)*. Es kann bis zu vier sich bewegende Objekte auf dem Bildschirm darstellen; außerdem ist auch die Abbildung einer aus waagrechten und senkrechten Balken bestehenden Kulisse (Spielfeldmarkierung u. ä.) möglich. Die Farbe des Hintergrundes kann aus acht Möglichkeiten ausgewählt werden, und schließlich kann der Spielverlauf auch mit akustischen Signalen untermalt werden.

Dieses alternative Prinzip eignet sich besonders für Spiele, bei denen es auf die schnelle Bewegung nur weniger Objekte ankommt. Auf der anderen Seite ist die Darstellung so komplexer Formen wie etwa eines Schachspiels mit der PVI-Schaltung nicht möglich, und daher wird das Prinzip des Bildwiederholspeichers auch in Zukunft kaum an Bedeutung verlieren. Fe.

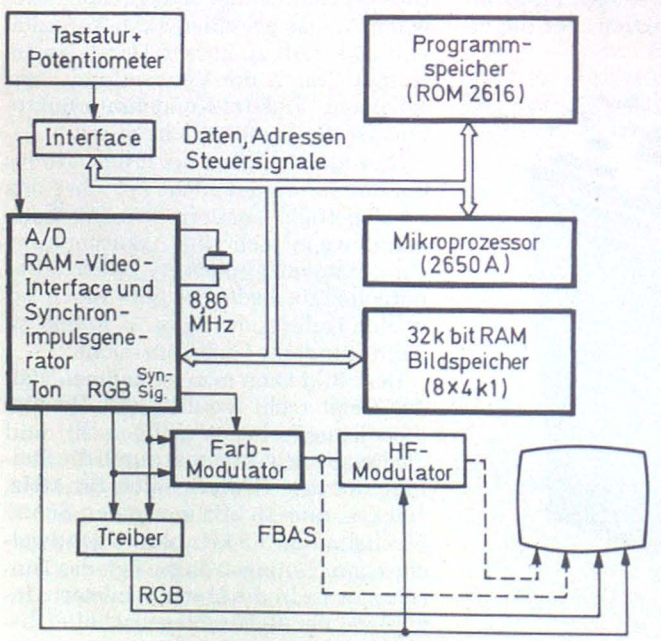


Bild 1. Prinzip eines mit einem Bildwiederholspeicher aufgebauten Bildschirmspiels, mit dem sich z. B. ein Schachbrett mit Figuren darstellen läßt

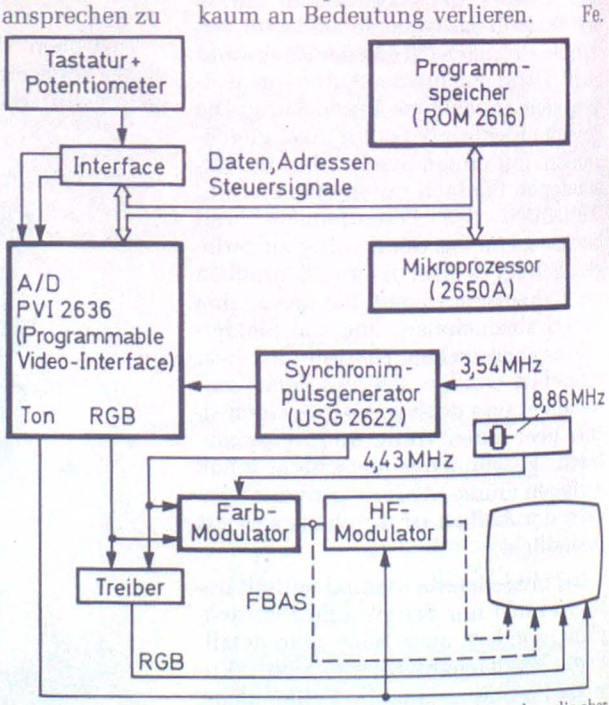


Bild 2. Sind auf dem Bildschirm nur wenige Objekte vorhanden, die aber schnell bewegt werden müssen, so ist ein programmierbares Video-Interface, wie das PVI-System von Valvo, besser geeignet, da hier kein großer Wiederholspeicher benötigt wird

Elektronik erobert das Kinderzimmer

30. Internationale Spielwarenmesse Nürnberg

Vom 1. bis 6. Februar fand in Nürnberg die 30. Internationale Spielwarenmesse mit Fachmesse Modellbau, Hobby und Basteln statt. Zu den fast 250 000 ausgestellten Produkten gehörten erstmals auch elektronische Spiele, deren Herstellung noch vor wenigen Jahren wirtschaftlich nicht vertretbar gewesen wäre.

In Nürnberg waren in diesem Jahr 1697 Firmen (Vorjahr 1560) aus 37 Ländern vertreten, darunter 1000 Firmen aus der Bundesrepublik Deutschland. Mit einer Bruttofläche von ca. 80 000 m² war die nutzbare Ausstellungsfläche um fast 5000 m² größer als im Jahre 1977.

Die Hauptanziehungskraft ging zweifelsohne von der relativ neuen Produktgruppe der elektronischen Spiele und des Elektronikspielzeugs aus. Handels- und Industriefachleute schätzten kürzlich den gegenwärtigen Umsatzanteil der elektronischen Spiele in Deutschland auf 3...5 %. In den USA wird sogar mit einem derzeitigen Anteil von etwa 10 % gerechnet.

Von der geschätzten Gesamt-Spielzeugproduktion in der Bundesrepublik im Jahre 1978 in Höhe von 1,4 Mrd. DM dürften ca. 70 Mio. DM auf elektronische Spiele entfallen sein. Für 1979/80 wird dieser Anteil auf 6...7 % geschätzt. Der angenommene Durchschnittspreis der Elektronikspiele liegt bei ca. 80 DM.

Die ersten in Deutschland erhältlichen Elektronikspiele waren Bildschirmspiele, die für die Hersteller elektronischer Bauteile jedoch nur die „Spitze des Eisbergs" darstellen. Auf die Dauer einen weit höheren Anteil erwarten die Experten bei Logikspielen, Strategiespielen, Knobel-Kombinationsspielen, Gesellschaftsspielen, Reaktions- und Testspielen, elektromechanischen Spielen mit Bewegungs- und Steuerungsabläufen, Fernsteuerungen, Musikspielen und Lern- bzw. Lehrbaukästen. Aus Platzgründen soll an dieser Stelle nur auf die Logik-, Strategie- und Gesellschaftsspiele eingegangen werden.

Als ausgesprochene Verkaufsknüller haben sich im Jahre 1978 die Schachcomputer erwiesen, die in vielen Geschäften bereits nach wenigen Stunden ausverkauft waren. Zur großen Überraschung des Handels wurden jedoch nicht die billigen, sondern die teuren Geräte bevorzugt gekauft.

Einer der erfolgreichsten Schachcomputer, „Boris" (vgl. FUNKSCHAU 1979, Heft 8), wurde in Nürnberg von der Münchner Firma *Sandy Exports* präsentiert. Erstmals erfolgte dabei auch die Vorstellung der Weiterentwicklung dieses Gerätes mit der Bezeichnung „Boris Master". Dieser etwa 1200 DM teure Schachcomputer besitzt sämtliche Funktionen der Standardversion, ist jedoch zusätzlich mit Akkus ausgestattet, die einen achtstündigen Spielbetrieb ermöglichen. Mittels eines eingebauten Speichers, der im ausgeschalteten Zustand die Figurenpositionen bis zu einer Woche festhält, kann ein Spiel unterbrochen und zu einem späteren Zeitpunkt fortgesetzt werden.

Prunkstück der ausgestellten Schachcomputer war der etwa 3000 DM teure, aber noch nicht lieferbare „Boris Grandmaster", gewissermaßen der „Rolls-Royce" unter den Heim-Schachcomputern. Bei dem Gerät handelt es sich um einen Schachcomputer mit vollelektronischer Spielfeldanzeige, so daß zum Spiel Brett und Figuren nicht mehr erforderlich sind. Das Gerät arbeitet auch im Batteriebetrieb, wobei allerdings die Anzeigefläche wegen des hohen Stromverbrauchs der LED-Elemente abgeschaltet ist. Voraussichtlich ab Herbst 1979 wird der erste Reiseschachcomputer „Boris Diplomat" für weniger als 500 DM erhältlich sein, dessen vier eingebaute Mignonzellen einen zwölfstündigen Dauerbetrieb ermöglichen. Es handelt sich um eine vereinfachte Version des Boris ohne Kommentaranzeige mit etwas geringerer Spielstärke.

Außer den genannten wurden in Nürnberg keine neuen Schachcomputer gezeigt. Die Firma Videomaster präsentierte lediglich den bereits bekannten „Chess Champion MK I", und bei einigen Herstellern von manuellen Schachspielen wurde der „Chess Challenger 10" gesichtet.

Mit erheblichem Kostenaufwand wurde von *Invicta Plastics Ltd.* nach einer Entwicklungszeit von drei Jahren nun auch die Elektronikversion des weltbekannten Spiels „Master Mind" zum Preis von 69 DM auf den Markt gebracht *(Bild 1)*. Ziel des Spiels ist es, einen vom Computer zufällig erzeugten oder von einem menschlichen Gegenspieler eingestellten drei-, vier- oder fünfstelligen Zahlencode zu knacken. Die Firma Invicta nimmt an, daß zukünftig das Verhältnis von elektronischen zu mechanischen Spielen 1:1 betragen wird mit einem wertmäßigen Umsatzverhältnis von 10:1.

Bild 1. Was hier aussieht wie ein Billig-Taschenrechner, ist in Wirklichkeit ein elektronisches Master-Mind-Spiel

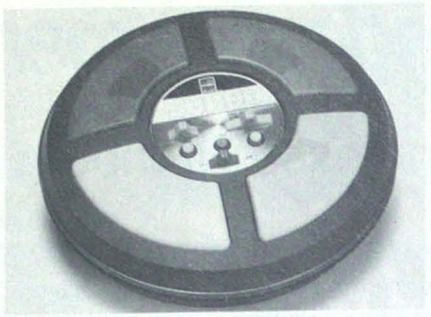


Bild 2. Bei „Senso" kommt es darauf an, eine vorgegebene Tonfolge exakt nachzuspielen

Die Firma *Parker* zeigte neben den bereits bekannten Computerspielen „Sector", bei dem ein feindliches U-Boot geortet, verfolgt und versenkt werden muß, und „Superhirn", einer Variante des „Master Mind", als Neuheit den knapp 100 DM teuren Spielcomputer „Merlin". Seine Speicherkapazität von 2 kByte gestattet die Durchführung von sechs verschiedenen Spielen: Tic-Tac-Toe (mühleartiges Spiel), Musikmaschine (48 Töne können eingegeben, gespeichert und wiedergegeben werden), Echo (von „Merlin" vorgegebene Tonfolge muß korrekt nachgespielt werden), 17 minus 4 (Variante von 17 und 4), magisches Quadrat (aus acht Lichtpunkten muß ein Quadrat gebildet werden, um „Merlins" Blink-Code zu brechen) und Code-Brecher (eine mehrstellige Zahl – bis zu neun Ziffern – muß in möglichst wenigen Schritten ermittelt werden).

Nachdem *MB* bereits im vergangenen Jahr die beiden Computerspiele „Computer-Flottenmanöver", die Elektronikversion des aus Schulzeiten bekannten Spiels „Schiffe versenken", und „Computer-Logic 5", eine „Master-Mind"-Variante, auf den Markt gebracht hat, wurde in diesem Jahr „Senso" *(Bild 2)* vorgestellt. Bei diesem Konzentrationsspiel kommt es darauf an, eine von „Senso" vorgegebene Tonfolge korrekt nachzuspielen. Es sind drei verschiedene Spiele mit jeweils vier Schwierigkeitsgraden möglich.

Die Firma *Interactive Computer operated Games* (Irland) stellte drei verschiedene Computerspiele vor. Bei zwei der Spiele, „Marinattack" und „Tankattack", handelt es sich um strategische Kampfspiele und bei „Megapolis" um ein dem „Monopoly" verwandtes Wirtschafts- und Finanzspiel. Nach Auskunft der in Nürnberg anwesenden Firmenvertreter sind diese Computerspiele in Deutschland noch nicht erhältlich.

Zu den ausgestellten Produkten der Firma *Matell* gehörten u. a. vom Fernsehgerät unabhängige elektronische Taschenspiele, die mit LED-Anzeigen ausgestattet sind und dem Spielverlauf entsprechend akustische und optische Signale von sich geben können. Das Firmensortiment umfaßt folgende, ca. 70...90 DM teure Geräte: „Fußball", *(Bild 3)*, „Basketball", „Eishockey", „Autorennen" und „Space Alert".

Bild 3. Fußball hat noch lange nichts mit Gesundheit zu tun – wenn man sich auf diese elektronische Version beschränkt

Die Firma *Schuco* zeigte ein elektronisches Bowlingspiel *(Bild 4)*. Das Gerät ist umschaltbar für einen und zwei Spieler, zählt und zeigt automatisch die Punke beider Spieler an und erzeugt realistische Bowlinggeräusche von fallenden Kegeln sowie verschiedene Melodien bei Strikes und Spares.

„Formula 1" *(Bild 5)* der *Tomy Stelco GmbH* ist ein elektronisches Autorennen auf kleinstem Raum. Der seitlich bewegbare Wagen muß mit dem Steuerrad so gefahren werden, daß er nicht mit einem der je nach eingeschalteter Gangschaltung langsam oder schnell

Bild 5. Autofahrer, die zum Rasen neigen, sollten sich lieber an diesem Elektronik-Spiel abreagieren als auf der Straße

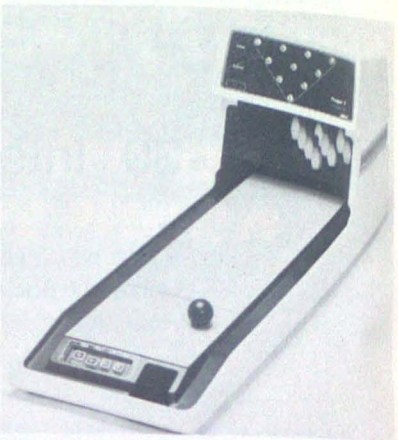


Bild 4. Ein Bowling-Spiel fürs Wohnzimmer

fahrenden anderen Fahrzeuge kollidiert. Bei jeder Berührung mit einem anderen Wagen leuchtet das rote Alarm-Lichtsignal auf; gleichzeitig ertönt ein Alarmton. Nach Ablauf des Automatik-Zeitschalters schaltet das Gerät ab und zeigt die Zahl der Fehler an.

Die Firma *Interton Electronic* stellte in Nürnberg die neueste Kassette für das Fernsehspiel „Video Computer VC 4000" vor. Diese Schach-Kassette enthält ein Schachprogramm mit sechs Spielstärken und beantwortet jeden gegnerischen Zug innerhalb von zehn Sekunden. Neben der Schach-Kassette stehen gegenwärtig 12 weitere Kassetten zur Auswahl: Autorennen, Blackjack, Ballspiele, Panzergefecht/Luftkampf, Mathematik 1, Mathematik 2, Luftkampf/Seegefecht, Backgammon, Labyrinth, Wintersport, Hippodrom und Jagd.

Neben dem bereits erwähnten Schachcomputer „Chess Champion MK I" zeigte die Firma *Videomaster* (Großbritannien) das Kassetten-Bildschirmspiel „Colour Cartridge" und die beiden Bildschirmspiele „Starchess" und „Sportsworld". „Starchess" ist ein Strategiespiel für zwei Personen, das vom Schachspiel abgeleitet wurde. Die Spielfiguren sind Raumschiffe, die in einen intergalaktischen Krieg verwikkelt sind. Sie können sich nicht nur bewegen und schlagen wie beim konventionellen Schachspiel, sondern sind auch mit Raketen zur Zerstörung der feindlichen Flotte ausgerüstet.

Obwohl die vorstehend aufgeführten Geräte nur einen Querschnitt der in Nürnberg ausgestellten Computerspiele repräsentieren, ist doch bereits erkennbar, in welchem Umfang die moderne Mikroelektronik in die Spielwarenbranche eingedrungen ist. Dieser Trend wird sich wahrscheinlich in Zukunft verstärkt fortsetzen.

Björn Schwarz

Dipl.-Ing. Hans Peschl

Der Quarz

Aufbau, Wirkungsweise und Eigenschaften

2. Teil

Der zweite Teil des Beitrages geht auf das Ersatzschaltbild des Schwingquarzes ein und beschreibt Methoden, mit denen sich eine mit einem Quarz aufgebaute Schwingschaltung auf die gewünschte Frequenz abgleichen läßt. Das „Ziehen" von Quarzen durch Ändern der Lastkapazität ist dabei durch Reihen- oder Parallelschaltung zum Quarz möglich.

Für Frequenzen $f<f_r$ eilt die Spannung $\underline{U}_B$ der Spannung $\underline{U}_A$ in der Phase zwischen 0° und 90° vor: Der Quarz verhält sich hier wie ein Scheinwiderstand mit kapazitiver Komponente. Die Größe dieses Scheinwiderstandes liegt zwischen R_f und R_a : $R_r<|\underline{Z}|<R_a$. Für Frequenzen $f_r<f<f_a$ dagegen eilt die Spannung $\underline{U}_B$ der Spannung $\underline{U}_A$ in der Phase zwischen 0° und 90° nach. Hier verhält sich der Quarz wie ein Scheinwiderstand mit induktiver Komponente. Auch hier gilt: $R_r<|\underline{Z}|<R_a$. Für Frequenzen $f>f_a$ gilt das gleiche wie vorher für Frequenzen $f<f_r$ ausgeführt.

Das Ersatzschaltbild

Dieses Verhalten läßt sich durch das in Bild 9 gezeigte elektrische Netzwerk beschreiben, welches das elektrische Ersatzschaltbild des Schwingquarzes in der Umgebung einer Resonanzstelle darstellt.

Durch den Serien-Resonanzkreis wird das elektrische Verhalten des schwingenden Quarzscheibchens beschrieben. Dies ist schon aus der Bezeichnung für diese Ersatzgrößen erkennbar: C_1 = dynamische Kapazität, L_1 = dynamische Induktivität und R_1 = dynamischer Verlustwiderstand.

Das Quarzscheibchen stellt einen Isolator dar, die Elektroden für die Spannungszuführung wirken als Beläge eines Kondensators. Die Kapazität dieses Kondensators wird durch die statische Parallelkapazität C_0 dargestellt. Dabei sind in C_0 zusätzlich die Kapazität gegenüber dem Quarzgehäuse und evtl. Streukapazitäten des Meßaufbaues enthalten. Diese statische Parallelkapazität kann leicht mit Hilfe einer Kapazitätsmeßbrücke bestimmt werden. Ist C_0 bekannt, dann sind auch die noch fehlenden Elemente C_1 und L_1 ihrem Wert nach zu berechnen.

Für R_1 kann man den bereits vorher errechneten Wert R_r benutzen; R_r ist zwar geringfügig größer als R_1, jedoch kann der Unterschied im allgemeinen vernachlässigt werden.

Als Serienresonanzfrequenz f_s des Quarzes definiert man diejenige Frequenz, für die der Scheinwiderstand im Ersatzschaltbild unter Vernachlässigung von R_1 Null wird:

$$f_s = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_1 \cdot C_1}}$$

Diese Frequenz kann zahlenmäßig gleich der Frequenz f_r gesetzt werden: $f_r \approx f_s$. Ebenso wird eine Frequenz f_p als Parallelresonanzfrequenz definiert:

$$f_p = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_1 \cdot \frac{C_0 \cdot C_1}{C_0 + C_1}}}$$

Dabei ist f_p diejenige Frequenz, für die der Scheinwiderstand im Ersatzschaltbild unter Vernachlässigung von R_1 unendlich wird. Im allgemeinen können wiederum f_p und f_a zahlenmäßig als gleich betrachtet werden: $f_a \approx f_p$. Damit erhält man:

$$\frac{f_a}{f_r} \approx \frac{f_p}{f_s} \text{ oder } \frac{f_a}{f_r} \approx \sqrt{1 + \frac{C_1}{C_0}}$$

Setzt man für $f_a = f_r + \Delta f$, und gilt $C_1/C_0 \ll 1$, dann wird

$$\frac{f_a}{f_r} = \frac{f_r + \Delta f}{f_r} = 1 + \frac{\Delta f}{f_r} \approx \sqrt{1 + \frac{C_1}{C_0}}$$

$$\approx 1 + \frac{1}{2} \cdot \frac{C_1}{C_0} \text{ und man bekommt:}$$

$$\frac{\Delta f}{f_r} \approx \frac{1}{2} \cdot \frac{C_1}{C_0}$$

Dabei ist Δf der Abstand zwischen den beiden Phasennulldurchgängen.

Aus Bild 8b läßt sich ablesen: f_r = 13,55535 MHz und f_a = 13,58331 MHz, woraus sich errechnet: Δf = 27,96 kHz. Die statische Parallelkapazität für diesen Quarz wurde zu C_0 = 4,57 pF gemessen.

Mit diesen Werten erhält man die dynamische Kapazität:

$$C_1 \approx 2 \cdot \frac{\Delta f}{f_r} \cdot C_0 \approx 2 \cdot \frac{27{,}96 \text{ kHz}}{13555{,}35 \text{ kHz}} \cdot 4{,}57$$

pF = 0,0189 pF = 18,9 fF (1 fF = 1 femto-Farad = 10^{-15} F).

Daraus errechnet sich schließlich die dynamische Induktivität

$$L_1 \approx \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_r^2 \cdot C_1} =$$

$$\frac{1}{4\,\pi^2 \cdot (1{,}355535 \cdot 10^7)^2 \cdot 1{,}89 \cdot 10^{-14}}$$

$$\approx 7{,}3 \text{ mH}$$

Diese Werte sind – im Hinblick auf den Frequenzbereich in der Gegend von 10 MHz – ungewohnt. Eine Spule mit etwa 7 mH Induktivitätswert hat auf Grund der Geometrie ihres Aufbaues so viel Eigenkapazität, daß ihre Eigenresonanz schon weit unterhalb der hier benutzten Betriebsfrequenz von etwa 10 MHz läge. Bei dieser Frequenz würde eine solche Spule daher einen kapazitiven Blindwiderstand darstellen. Umgekehrt lassen sich kleinere Kapazitätswerte als etwa 0,2–0,5 pF in einer Schaltung als konzentrierte Schaltelemente kaum realisieren. Damit wird erkennbar, daß sich mit Spule und Kondensator ein elektrischer Schwingkreis solcher Güte, wie ihn ein

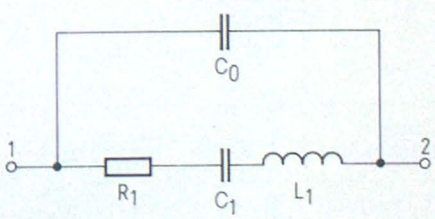


Bild 9. Elektrisches Ersatzschaltbild für einen Schwingquarz in der Nähe einer Resonanzstelle. R_1 ≙ dynamischer Verlustwiderstand, L_1 ≙ dynamische Induktivität, C_1 ≙ dynamische Kapazität, C_0 ≙ statische Parallelkapazität

Quarzschwinger in der Nähe seiner Resonanzstelle hat, nicht aufbauen läßt.

Die Güte des Quarzes

In der *Tabelle 2* sind die Werte für die Elemente der elektrischen Ersatzschaltung von Quarzresonatoren größenordnungsmäßig für die verschiedenen Frequenzbereiche angegeben. Wie schon erwähnt, stellt ein Schwingquarz einen Kreis hoher Güte dar. Die Quarzgüte ist wie die Leergüte des Serienresonanzkreises definiert:

$$Q = \frac{\omega_s \cdot L_1}{R_1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot R_1 \cdot C_1}$$

$$\approx \frac{\omega_r \cdot L_1}{R_1}.$$

Für den Quarz, dessen Meßwerte in Bild 8a und 8b dargestellt sind, ergäbe sich eine Quarzgüte von

$$Q \approx \frac{\omega_r \cdot L_1}{R_1} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 1{,}355535 \cdot 10^7 \frac{1}{s} \cdot 7{,}3 \cdot 10^{-3} \frac{Vs}{A}}{5{,}87 \frac{V}{A}}$$

$\approx 106\,000$. Das ist ein gängiger Mittelwert; die Güten von modernen Schwingquarzen liegen bei 10^4 bis 10^7. Auch hier sieht man wieder, daß sich mit Spule und Kondensator ein so resonanzscharfer Kreis, wie ihn der Quarzschwinger darstellt, nicht aufbauen läßt; selbst bei den besten Spulen kann die Spulengüte nicht nennenswert über 1000 gebracht werden. Im Frequenzbereich $f_r < f < f_a$ kann demnach ein Schwingquarz auch als Spule hoher Güte betrachtet werden.

Die Ankopplung

Dennoch muß man sich immer darüber im klaren sein, daß z. B. in einer Schwingschaltung die Frequenz der Schwingspannung zwar sehr wesentlich durch den Quarz bestimmt wird, jedoch auch in nicht unerheblichem

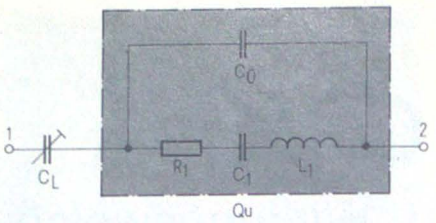


Bild 10. Schwingquarz mit Ziehkapazität C_L in Reihe zum Quarz geschaltet

Maße durch die Elemente der Schaltung beeinflußt werden kann. Diesem Umstand wird dadurch Rechnung getragen, daß der Quarz in Verbindung mit der zu erwartenden Lastkapazität C_L – meist in Reihe zum Quarz geschaltet – vom Hersteller auf die Sollfrequenz abgeglichen wird. Damit ist dann für den Anwender die Möglichkeit gegeben, durch geringe Änderungen der Lastkapazität die Schwingschaltung auf die gewünschte Arbeitsfrequenz zu „ziehen".

Der Ziehkondensator in Reihe zum Quarz

Zur Abschätzung des „Ziehbereiches" betrachten wir *Bild 10*. Als Serienresonanzfrequenz bezeichnen wir diesmal diejenige Frequenz f'_s, bei welcher – wenn R_1 als vernachlässigbar klein angenommen wird – zwischen den Punkten 1 und 2 der Blindwiderstand Null wird. Das liefert den Ansatz

$$-j\frac{1}{\omega_s' \cdot C_L} + \frac{1}{j\omega_s' \cdot C_0 + \frac{1}{j(\omega_s' \cdot L_1 - \frac{1}{\omega_s' \cdot C_1})}} = 0$$

woraus sich durch Umformen die durch das Zuschalten der Lastkapazität C_L bewirkte Frequenzverschiebung Δf_s ergibt:

$$\Delta f_s \approx \frac{1}{2} \cdot \frac{C_1}{C_0 + C_L} \cdot f_s$$

Dies gilt wieder für $\frac{C_1}{C_0 + C_L} \ll 1$; dabei wurde $f'_s = f_s + \Delta f_s$ gesetzt.

Es mag seltsam erscheinen, daß hier im Nennerausdruck $C_L + C_0$, also die Summe von Lastkapazität und statischer Parallelkapazität auftaucht, denn dies entspricht schaltungstechnisch doch einer Parallelschaltung der beiden Kondensatoren. Das ist aber hier auch tatsächlich bei der Serienresonanz der Fall: Bei Kurzschluß zwischen den Punkten 1 und 2 der Schaltung von Bild 10 liegt die Lastkapazität C_L elektrisch parallel zur statischen Parallelkapazität C_0.

Um den Betrag Δf_s liegt also die Serienresonanzfrequenz f'_s der Schaltung von Bild 10 über der Serienresonanzfrequenz f_s des Quarzes. Im Beispiel des gemessenen Quarzes nach Bild 8 verschiebt also z. B. eine Lastkapazität von $C_L = 30$ pF die Frequenz um

$$\Delta f_s \approx \frac{1}{2} \cdot \frac{0{,}0189\ \text{pF}}{(30 + 4{,}57)\ \text{pF}} \cdot 13555{,}35\ \text{kHz}$$

$\approx 3{,}7$ kHz

zu höheren Frequenzen hin.

Der Ziehbereich wird auf der einen Seite durch die Serienresonanzfrequenz f_s des Quarzes, auf der anderen Seite durch seine Antiresonanzfrequenz begrenzt. Dem entspricht einerseits ein Wert von $C_L = \infty$ und andererseits $C_L = 0$. Abgesehen davon, daß Trimmerkondensatoren ein begrenztes Kapazitäts-Variationsverhältnis von $C_{Lmin}/C_{Lmax} \approx 1/10$ besitzen und daß in praktischen Ausführungen ein Wert von $C_{Lmin} = 0{,}5$ pF kaum zu unterschreiten ist, so wird der Ziehbereich auch dadurch begrenzt, daß mit Annäherung an die Parallel-Resonanzfrequenz die Schwingungen wegen der Vergrößerung des effektiven Serienwiderstandes rasch abreißen.

Der Ziehkondensator parallel zum Quarz

Wird ein Quarz in einer Schwingschaltung in der Nähe seiner Antiresonanzstelle betrieben, so kann man die Schwingfrequenz durch einen parallel zum Quarz geschalteten Trimmerkondensator ziehen (*Bild 11*).

Die Berechnung der durch Ziehen erreichten Frequenzverschiebung ergibt:

$$\Delta f_a \approx -\frac{1}{2} \cdot \frac{C_1}{C_0 + C_{Lp}} \cdot \frac{C_{Lp}}{C_0}$$

Dabei wurde gesetzt: $f_a' = f_a + \Delta f_a$. Das gilt wieder für den Fall, daß $C_1/C_0 \ll 1$ ist.

Im Falle des Quarzes von Bild 8 ergibt z. B. eine Kapazität $C_{Lp} = 10$ pF

Tabelle 2: Werte für die Elemente der elektrischen Ersatzschaltung von Schwingquarzen bei verschiedenen Frequenzen

	Frequenzbereich	stat. Parallelkapazität C_0	dyn. Verlustwiderstand R_1	dyn. Kapazität C_1	dyn. Induktivität L_1
Grundschwingung	1...20 MHz	2...20 pF	5...2000 Ω	5...60 fF	2...4000 mH
3. Oberton	10...60 MHz	2...7 pF	15...100 Ω	0,3...4 fF	2...200 mH
5. Oberton	50...100 MHz	2...7 pF	20...100 Ω	0,2...1,4 fF	2...30 mH
7. Oberton	100...150 MHz	3...7 pF	40...200 Ω	0,1...0,7 fF	2...20 mH

eine Frequenzverschiebung von $\Delta f_a \approx -19{,}28$ kHz. Um diesen Betrag ist jetzt die neue Antiresonanzfrequenz f_a' niedriger als die Antiresonanzfrequenz f_a des Quarzes. Auch mit einer Serien- oder Parallelspule läßt sich die Frequenz ziehen. Wegen des kleinen Variationsbereiches von Induktivitätswerten und durch Doppeldeutigkeit evtl. auftretender Instabilitäten vermeidet man jedoch fast immer diese Art des Ziehens.

Das Ziehen von Oberwellenquarzen

Bei Grundschwingungsquarzen ist das Ziehen der Frequenz ziemlich problemlos und über relativ weite Bereiche bis zu etwa $\Delta f/f \approx 5 \cdot 10^{-4}$ möglich. Dagegen wird bei Oberwellenquarzen der Ziehbereich mit zunehmender Ordnungszahl der Harmonischen sehr rasch kleiner. Das liegt daran, daß bei etwa gleichbleibendem Wert von C_0 – s. Tabelle 1 – der Wert von C_1 mit Zunahme der Frequenz rasch abnimmt. Damit rücken Resonanzfrequenz f_r und Antiresonanzfrequenz f_a immer näher zusammen.

Im *Bild 12* ist der Phasengang eines 72-MHz-Quarzes dargestellt; dieser Quarz schwingt auf der 5. Harmonischen (5. Oberton). Der Abstand zwischen Resonanzfrequenz und Antiresonanzfrequenz ist daraus mit $\Delta f = 3$ kHz zu entnehmen. Die statische Parallelkapazität für diesen Quarz betrug $C_0 = 5{,}7$ pF. Damit errechnet sich eine dynamische Kapazität von $C_1 \approx 0{,}47$ fF. Für diesen Quarz ergibt sich ein sicherer Ziehbereich von weniger als $\Delta f/f \approx 4 \cdot 10^{-5}$. Bei Obertonquarzen ist also die Möglichkeit, Einflüsse der Schaltung und Ungenauigkeit beim Quarzabgleich nachträglich durch Ziehen auszugleichen, sehr begrenzt. Daher muß meist die Abgleichtoleranz geringer sein und der Einfluß der Schaltung bereits dem Abgleich berücksichtigt werden.

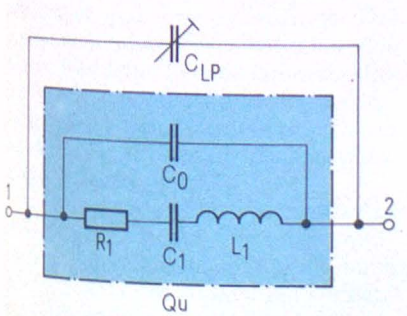


Bild 11. Schwingquarz mit Ziehkapazität C_{LP} parallel zum Quarz liegend

Bei Obertonquarzen, die auf der 7. oder 9. Harmonischen schwingen, kann es durchaus vorkommen, daß die beiden Resonanzstellen mit Phasenwinkel 0° überhaupt nicht mehr vorhanden sind, sondern nur noch eine einzige Frequenz f_m auftritt, bei welcher der Schwingquarz seinen kleinsten komplexen Widerstand zwischen den Anschlußklemmen aufweist. Bei solchen Quarzen ist es durchaus üblich, die statische Kapazität C_0 in der Schwingschaltung bei der Arbeitsfrequenz durch eine parallel zum Quarz liegende Spule zu kompensieren. Dies darf jedoch nicht mit dem oben besprochenen Ziehen der Quarzfrequenz verwechselt werden.

Nebenresonanzen

Neben der eigentlichen, gewünschten Hauptresonanz tritt bei Quarzen, die ja mechanisch schwingende Gebilde sind, eine Vielzahl von Nebenresonanzen auf. Das sind diejenigen Frequenzen, bei welchen die Resonanzbedingungen für einen bestimmten Schwingungstyp ebenfalls erfüllt sind. Diese Frequenzen sind nicht ganzzahlige Vielfache einer zu einer Grundschwingung gehörenden Frequenz, sondern liegen nichtharmonisch dazu. *Bild 13* zeigt für den Quarz von Bild 8 den im Frequenzbereich von etwa 300 kHz oberhalb der Haupt- oder Grundwellenresonanz liegenden Anteil der Nebenresonanzen.

Die Grundwellenresonanz

Aus *Bild 14* dagegen läßt sich der Impedanzverlauf des 72-MHz-Quarzes von Bild 12 für ein 140 kHz breites Frequenzband im Bereich seiner Grundschwingung ablesen. Für diesen Quarz ist die gewünschte Resonanzstelle die 5. Obertonschwingung, die Grundwellenresonanz stellt daher eigentlich eine Nebenresonanz dar. Zusätzlich treten aber auch hier noch weitere Nebenresonanzen auf. Die Grundschwingungsresonanz tritt bei $f_r = 14{,}42322$ MHz auf; das Fünffache davon wäre $5 \cdot f_r = 72{,}1161$ MHz. Tatsächlich aber ergibt sich für diesen Quarz – wie aus Bild 12 ablesbar – für die 5. Obertonschwingung Resonanz bei $f_r = 72{,}18701$ MHz.

Unterdrückung von Nebenresonanzen

Durch konstruktive Maßnahmen, z. B. „Energiestrapping", können die Amplituden der Schwingungen für die Nebenresonanzen klein gehalten werden. Dabei werden gegenphasig schwingende Stellen auf der Quarzscheibe mechanisch miteinander verkoppelt, wodurch sich die Schwingungen ganz oder teilweise aufheben. Art und Ausbildung der Nebenresonanzen können jedoch auch sehr stark von der elektrischen Belastung, d. h. der im Quarzschwinger umgesetzten Verlustleistung, beeinflußt werden.

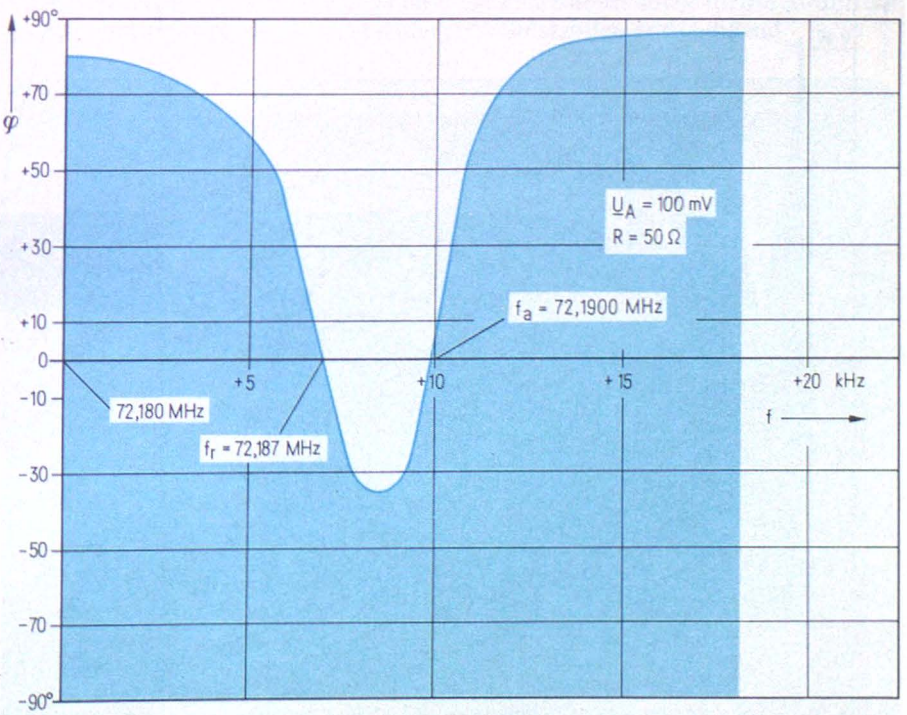


Bild 12. Gemessener Phasenverlauf eines 72-MHz-Quarzes (5. Oberton)

Die Verlustleistung

Ist die zugeführte Leistung sehr groß, so können die dadurch angeregten Schwingungsamplituden neben bleibenden Änderungen des elektrischen Verhaltens sogar zur vollständigen Zerstörung des Quarzschwingers führen. Jedoch auch schon bei verhältnismäßig geringer elektrischer Belastung kann es zu Instabilitäten, z. B. Umkippen auf eine Nebenresonanz, kommen. Deshalb sollte man die Quarzbelastung so gering wie irgend möglich halten. Für Grundschwingungsquarze liegen die Maximalwerte der zulässigen Verlustleistung bei etwa 0,1 mW bis 1 mW, bei Oberwellenquarzen sollte man 0,5 mW keinesfalls überschreiten. Andererseits sollte der Leistungspegel wenigstens einige µW betragen, weil bei Unterschreiten dieser Leistung bei intermittierendem Betrieb das Anschwingen in einer Schwingschaltung nicht immer garantiert ist (sogenannter S.L.D.-Effekt, „Second-Level-of Drive-Effekt").

Das Quarzgehäuse

Bei einem Quarzschwinger als einem mechanisch schwingendem Gebilde werden die elektrischen Eigenschaften nicht unwesentlich durch das Medium bestimmt, in dem der Schwinger arbeitet. Daher wird die Quarzscheibe in ein allseitig geschlossenes Gehäuse eingebaut, das mit Schutzgas gefüllt oder evakuiert ist. Die Art des Gehäuses und die für seine Fertigung notwendigen Arbeitsgänge bestimmen das sogenannte „Altern" des Quarzes. Mit Alterung beschreibt man die langsame, stetige und relativ genau angebbare Änderung z. B. der Quarzfrequenz nach einer Anfangsperiode schneller Änderung. Gehäuse für Quarzschwinger sind aus Metall oder aus Glas. Bei Metallgehäusen kann der Fuß mit dem Becher entweder verlötet, durch Widerstandsschweißung verbunden oder kalt verschweißt sein. Bei der Gehäuse-Bearbeitung unter zum Teil recht hohen Temperaturen können leicht Metalldämpfe entstehen, die sich allmählich am Quarzschwinger niederschlagen und damit dessen Eigenfrequenz verändern. In *Tabelle 3* ist die mittlere Alterungsrate für die verschiedenen metallischen Quarzgehäuse zusammen mit dem Allglasgehäuse angegeben.

Bei dem Glasgehäuse – der sogenannten Allglashalterung – werden der aus einem Spezialglas hergestellte Fuß und das ebenfalls aus Spezialglas hergestellte Gehäuse im Vakuum durch Hochfrequenz erhitzt und miteinander verschmolzen. Dieser sehr „saubere" Herstellungsprozeß ist verantwortlich für die in Tabelle 3 angegebene sehr niedrige Alterungsrate. Bei kritischen Anwendungen ist daher dem Allglashalter der Vorzug zu geben.

Tabelle 3: Alterungsraten von Schwingquarzen mit verschiedenen Gehäusen

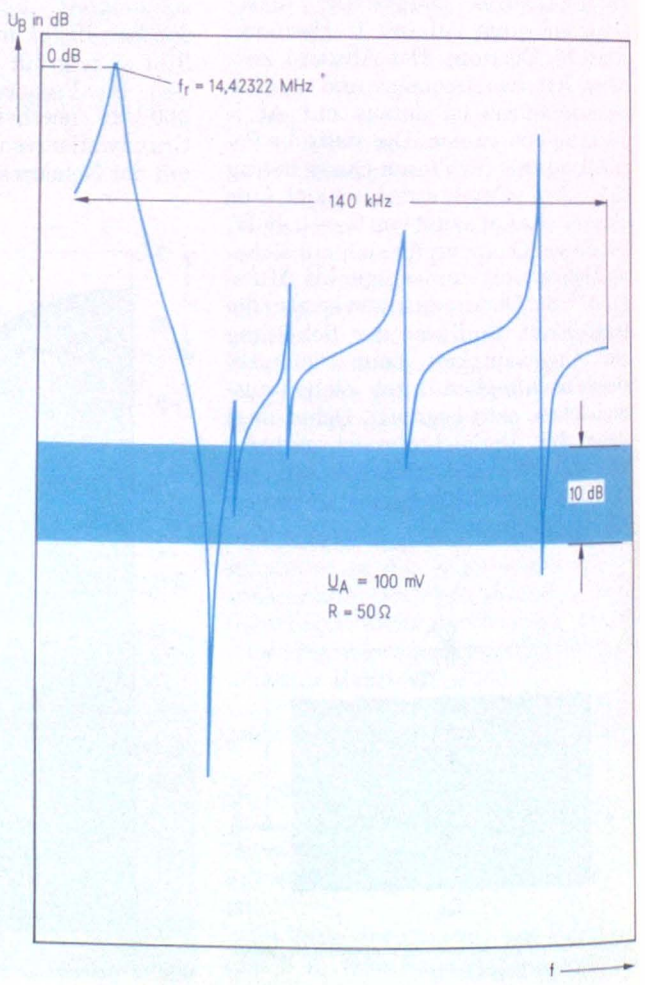
Gehäusetyp	Alterungsrate
Metall, gelötet	$\pm 10^{-6}$/Jahr
Metall, widerstandsgeschweißt	$0 \ldots \pm 4 \cdot 10^{-6}$/Jahr
Metall, kalt geschweißt	$0 \ldots 2 \cdot 10^{-6}$/Jahr
Allglas	$0 \ldots 1 \cdot 10^{-6}$/Jahr

Literatur

[1] McCoy Electronics, Katalog Quarze, Quarzfilter und Oszillatoren.

[2] Cathodeon Crystals Limited, Technical Note CC10. Guide to the Use of AT-Cut Quartz Crystal Units.

Bild 14. ▶ Nebenresonanzen eines 72-MHz-Obertonquarzes im Bereich der Grundschwingung



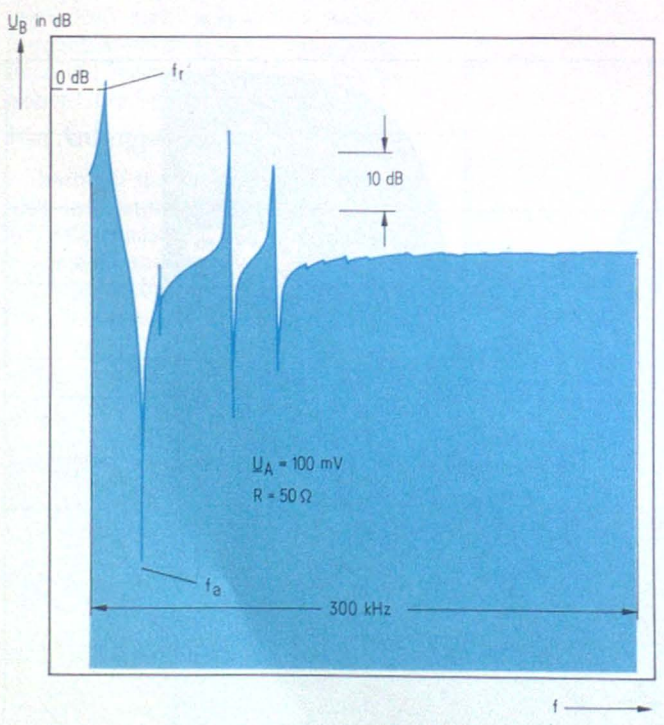


Bild 13. In der Nähe der Hauptresonanz auftretende Nebenresonanzen des 13-MHz-Quarzes von Bild 8

Direktumwandlung von Sonnenlicht in elektrischen Strom

2. Teil

Um eine zeitlich ununterbrochene Stromversorgung zu gewährleisten, ist eine Speicherung der solaren Energie nötig. Wie sich so etwas verwirklichen läßt, zeigt der zweite Teil dieses Beitrags.

Um die benötigte Leistung zu erhalten, faßt man in solchen Fällen eine Mehrzahl von einzelnen Solarelementen zu sogenannten „Solarbatterien" zusammen, die dann durch eine Glasabdeckung und dichten Verschluß vor atmosphärischen Einflüssen geschützt werden. *Bild 9* vermittelt einen Eindruck vom Aussehen einer solchen, aus 48 Einzelelementen zusammengesetzten Solarbatterie.

Um elektrische Geräte „rund um die Uhr" mit Strom zu versorgen, reicht es jedoch nicht aus, einfach eine solche Solarbatterie zu montieren und anzuschließen: Die Sonne scheint nun einmal, wenn überhaupt, nur tagsüber. Gemäß *Bild 10* ist selbst bei wolkenlosem Himmel die Einstrahlung von der Tageszeit abhängig, und bei schlechtem Wetter ist sie sogar recht gering.

Ein unterbrechungsfreier Betrieb läßt sich deshalb nur durch Zwischenschaltung eines Akkumulators gewährleisten, dessen Kapazität so zu bemessen ist, daß er gegebenenfalls auch längere sonnenlose Zeiten überbrücken kann. Andererseits muß die Solarbatterie ausreichend ausgelegt sein, um diesen Akku bei Sonnenschein schnell genug wieder aufzuladen. Im *Bild 11* ist die Prinzipschaltung eines kompletten, einfachen „Solargenerators" gezeigt. Außer der eigentlichen Solarbatterie erkennt man hier den Speicherakku, einen Regler und eine Sperrdiode. Der Regler verhindert ein Überladen des Akkus, was seine Lebensdauer verkürzen würde, und die Sperrdiode sorgt dafür, daß während sonnenloser Zeiten der Akku nicht über die Solarbatterie wieder entladen wird.

Änderungen der Betriebstemperatur beeinflussen sowohl die Ausgangsspannung der Solarelemente als auch die Kennwerte des Akkus. Bei steigender Temperatur sinkt die Leerlaufspannung – und damit auch die Augangsspannung – eines Solarelements mit etwa –2,2 mV/°C. Bei einer Solarbatterie von 36 in Serie geschalteten Elementen, wie sie zur Ladung eines 12-V-Akkus benötigt wird, hat man also mit einem Ausgangsspannungsabfall von rund –79 mV/°C zu rechnen. Für den Bleiakku andererseits muß man je Zelle eine Änderung der Ladespannung um –5 mV/°C berücksichtigen, was für einen 12-V-Akku mit seinen 6 Zellen einen Ladespannungsabfall von –30 mV/°C bedeutet. Wie sich aus den Kennlinien im *Bild 12* entnehmen läßt, ist der Einfluß von Temperaturänderungen bei der Solarbatterie stärker als beim Speicherakku. Solargeneratoren werden deshalb im allgemeinen für eine bestimmte Höchsttemperatur ausgelegt – zum Beispiel für +40 °C. Bei niedrigeren Temperaturen verhindert dann der Regler ein Überladen.

Die optimale Auslegung von Solargeneratoren erfolgt unter eingehender Berücksichtigung folgender Kriterien:

- Der Verwendungszweck: Kurzzeitige, hohe Stromentnahme erfordert den Einsatz anderer Speicherakkus als dauernde, geringe Stromentnahme, und hauptsächlicher Nachtbetrieb (etwa für Beleuchtungszwecke) eine andere Auslegung als 24-Stundenbetrieb.
- Der Aufstellungsort: Er bestimmt nicht nur – vom Breitengrad und in gewissem Maße auch vom Verwendungszweck abhängig – die optimale Anordnung der Solarbatterie, sondern unter Berücksichtigung der klimatischen Verhältnisse auch die Kapazität des Speicherakkus, um sonnenlose Zeiten zu überbrücken.
- Die geforderte Ausgangsspannung: Sie ist für die Zellenzahl der Speicherbatterie sowie für die Anzahl der Solarzellen entscheidend.

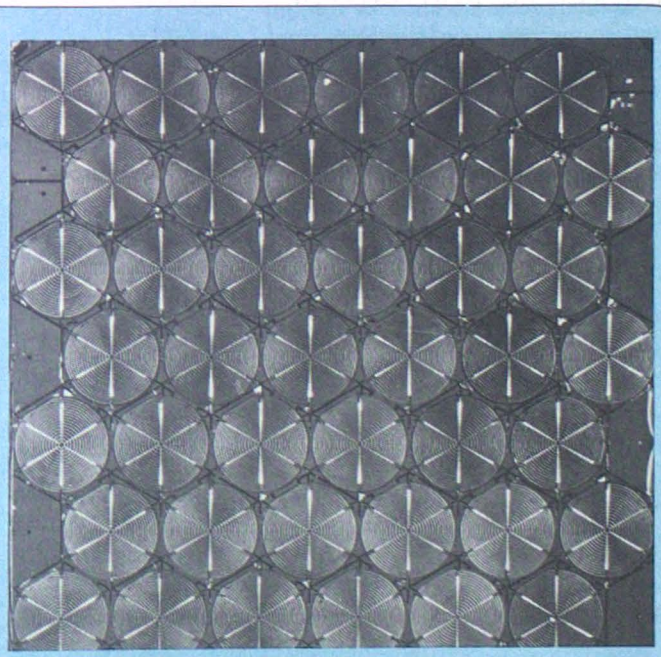


Bild 9. Solarbatterie aus 48 Einzelelementen (Motorola); bei vollem Sonnenlicht, 25 °C Umgebungstemperatur und Leistungsanpassung liefert eine solche Solarbatterie 24...28 W elektrische Leistung

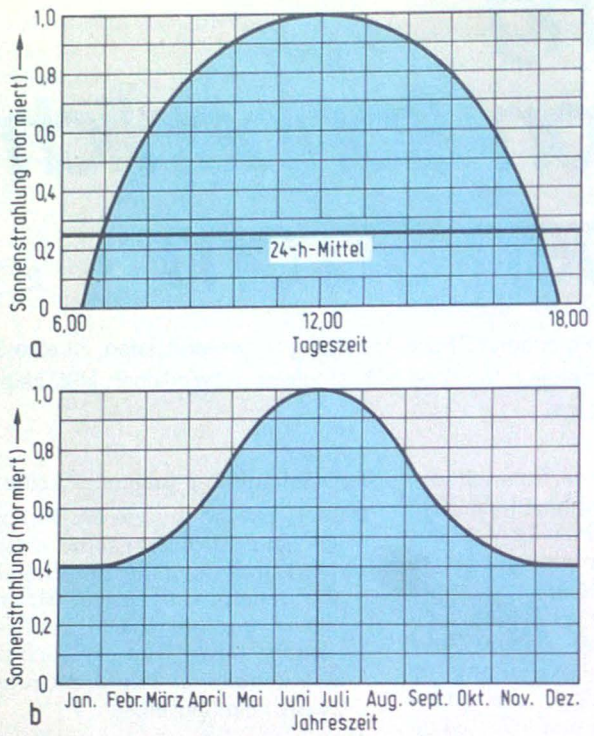


Bild 10. Abhängigkeit der Sonnenstrahlungsintensität am Erdboden von der Tageszeit (Märztag) (a) und von der Jahreszeit (b)

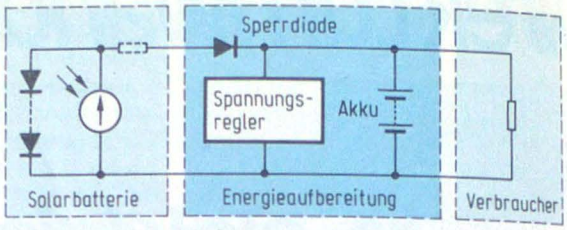


Bild 11. Prinzipschaltung eines kompletten, einfachen Solargenerators mit Solarbatterie, Speicherakku, Sperrdiode und Regler

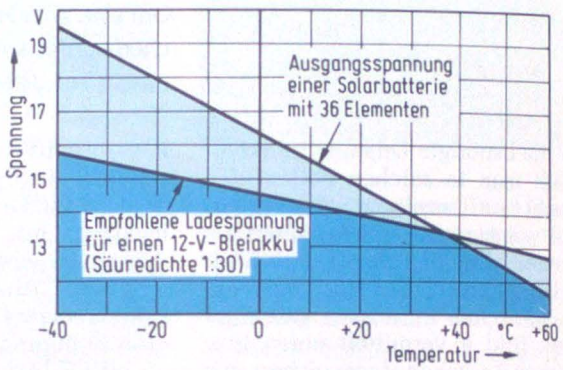


Bild 12. Temperaturgang für die Ausgangsspannung einer Solarbatterie mit 36 Elementen sowie für die Ladespannung eines 12-V-Akkus; ein Überladen des Speicherakkus bei niedrigeren Temperaturen muß vom Regler verhindert werden

- Die mittlere Stromentnahme in Ah, gemittelt über einen Tag: Dieser Wert ist für die Berechnung der Mindestkapazität des Speicherakkus wichtig. Der tageszeitliche Verlauf der Einstrahlung muß mit dem Akku ausgeglichen werden.
- Die zu erwartende Höchstzahl von aufeinanderfolgenden sonnenlosen Tagen: Wenn solche Zeiträume unterbrechungslos überbrückt werden sollen, müssen Speicherakku und Solarbatterie entsprechende Reserven aufweisen.
- Die zu erwartenden Höchst- und Tiefsttemperaturen: Das Temperaturverhalten von Solarbatterie und Akku muß entsprechend ausgeglichen werden.
- Gegebenenfalls Sonderforderungen – etwa mehrere voneinander abweichende Ausgangsspannungen; sie müssen gegebenenfalls durch passend bemessene Spannungswandler erzeugt werden.

Die hier zusammengestellte, kurze Übersicht über den heutigen Stand der Direktumwandlung von Sonnenstrahlung in elektrische Energie erhebt keinen Anspruch auf Vollständigkeit. Sie soll lediglich aufzeigen, was auf diesem Gebiet bisher erreicht wurde, und in welcher Richtung die Entwicklung fortschreitet. Mit dem Aufkommen neuer, preisgünstig herzustellender Solarelemente wird diese Technik sicher bald eine interessante Alternative zu herkömmlichen Stromversorgungsmethoden aus dem Lichtnetz oder aus Batterien darstellen – sauber und ohne unerwünschte Nebenwirkungen. *H.P.S.*

Technische Daten von Solarbatterien der Firma Motorola als Beispiel für den derzeitigen technischen Zustand (25 °C, 100 mW/cm² Bestrahlung)

Typ	Schaltung S Serien-, P = Parallel-Elemente	Kurzschlußstrom min. (A)	Kurzschlußstrom typ. (A)	Strom bei Anpassung (A)	Spannung bei Anpassung (V)	Leerlaufspannung (V)	Leistung bei Anpassung min. (W)	Leistung bei Anpassung typ. (W)
MPSO1 A10	48S x 1P	1,2	1,3	1,15	20,9	26,60	22	24
A30	,,	1,4	1,5	1,32	21,2	27,00	26	28
D10	12S x 4P	4,8	5,2	4,58	5,24	6,64	22	24
D30	,,	5,6	6,0	5,28	5,30	6,74	26	28
E10	8S x 6P	7,2	7,8	6,86	3,50	4,43	22	24
E30	,,	8,4	9,0	7,92	3,54	4,49	26	28
F10	6S x 8P	9,6	10,4	9,15	2,62	3,32	22	24
F30	,,	11,2	12,0	10,6	2,65	3,37	26	28
G10	4S x 12P	14,4	15,6	13,7	1,75	2,21	22	24
G30	,,	16,8	18,0	15,8	1,77	2,24	26	28
MSPO A10	36S x 1P	1,2	1,3	1,20	16,0	20,0	16,5	18
A30	,,	1,4	1,5	1,38	16,1	20,2	19,5	21

Prof. Dipl.-Ing. Heinrich Williges

Die Lautsprecherwiedergabe im Wohnraum und ihre Probleme

1. Teil

Man vergißt allzu oft, daß nicht die Qualität von Tonträger und Hi-Fi-Anlage allein für die erreichbare Klangtreue im Heim ausschlaggebend sind, sondern Lautsprecher und Wiedergaberaum im Idealfall ein aufeinander abgestimmtes Ganzes bilden. Während man bei Regieanlagen der professionellen Technik schon seit langem spezielle Raumentzerrungen findet, ist die optimale Anpassung der Lautsprecher an den Wohnraum bisher kaum verbreitet. Dieser Beitrag schildert, welche Gesichtspunkte dabei eine Rolle spielen.

Die stereofone Wiedergabe eines Schallereignisses in einem Wohnraum mit Hilfe von Lautsprechern, gleichgültig, ob die Darbietung von einem Tonband, einer Schallplatte, vom Rundfunk oder einer Live-Übertragung stammt, erfolgt mit der Übertragungstechnik, wie sie in *Bild 1* im Prinzip dargestellt ist. Im Regieraum laufen alle Mikrofonkanäle des Darbietungsraums von Solisten, Instrumentengruppen, dem Raumschall usw. zusammen; die Schallinformationen werden hier abgemischt und auf zwei Kanäle verteilt. Der Toningenieur optimiert diese Mischung durch Abhören über die beiden Regielautsprecher.

Regieraum und Wohnraum

Noch vor 20 Jahren waren die Regieräume so dimensioniert, daß sie bezüglich der Raumakustik einem Wohnraum gleichkamen. Die Regielautsprecher entsprachen dabei mindestens der oberen Qualitätsstufe von Heimlautsprechern. Abgemischt wurde so, wie es die Hörerwartung im Wohnraum verlangte. Daraus folgte auch in umgekehrter Richtung die Gesetzmäßigkeit: Die beste Lautsprecherwiedergabe im Wohnraum ergibt sich dann, wenn sie derjenigen im Regieraum entspricht. Hinsichtlich der allgemeinen technischen Weiterentwicklung ergab sich die Folgerung, daß das Qualitätsniveau der Geräte und Lautsprecher der Regieräume von heute der Standard des Verbrauchermarktes von morgen ist.

Inzwischen haben sich die Maßstäbe aus folgenden Gründen verändert:

- Die akustischen Eigenschaften der Wohnräume sind so unterschiedlich, daß man einen Regieraum kaum auf die Werte eines sogenannten „mittleren" Wohnraumes bringen kann. Wie sehr die akustischen Parameter von Wohnräumen die Wiedergabe von Lautsprechern beeinflussen, geht z. B. aus eingehenden Untersuchungen hervor, über die auf der 47. AES-Tagung in Kopenhagen 1974 berichtet wurde [1]. Es ging dabei um die subjektive Beurteilung von fünf unterschiedlichen Lautsprechern in drei verschiedenen Wohnräumen mit Hilfe von Hörtests. Es zeigte sich, daß in einem der Wohnräume eine bestimmte Rangfolge für die Lautsprecherqualität, z. B. von zwei Spitzenboxen entstand, in einem anderen Wohnraum sich die Rangfolge jedoch umkehrte.

Der Nachhallverlauf der ARD-Regieräume weicht beispielsweise besonders bei tiefen Frequenzen von dem der meisten Wohnräume ab, und zwar liegt er wesentlich tiefer. Das hat den Vorteil, daß die Wiedergabe der Regielautsprecher raumunabhängiger ist, wodurch z. B. der Hörvergleich von Produktionen in verschiedenen Regieräumen erleichtert wird.

- Die Wiedergabeeigenschaften der Regielautsprecher müssen in erster Linie besondere Anforderungen erfüllen, die sich aus dem Produktionsablauf im Regieraum ergeben. So will man z. B. die Aufstellung der Mikrofone zu den Schallquellen genau kontrollieren können, die Abbildung von Punktschallquellen und ihre stereofone Plazierung im Schallpanorama exakt erkennen, die Balance zwischen Direktschall und Raumschall einstellen können usw.

Der Hörer zu Hause gibt den Parametern eine andere Rangfolge. So möchte er möglichst ringsum von Schall umgeben sein, der ihm die Illusion erzeugt, sich innerhalb des Originalraumes zu befinden. Er möchte dabei nicht an einen eng begrenzten optimalen Hörplatz im Raum gebunden sein und begnügt sich daher meist mit einer räumlichen und durchsichtigen Verteilung der virtuellen Schallquellen, ohne ihre genaue Lokalisierung im Schallpanorama zu fordern (soweit es sich nicht um Solisten handelt).

Wie sich aus der Gegenüberstellung ergibt, ist der Regielautsprecher und seine Wiedergabe im Regieraum heute nicht mehr das ideale Vorbild für die Wiedergabe im Wohnraum. Da außerdem verschiedene Parameter mit unterschiedlichem Gewicht auf die Wiedergabequalität in Wohnräumen Einfluß haben, werden im folgenden vier Bereiche näher erörtert: akustische Eigenschaften von Wohnräumen, Einfluß

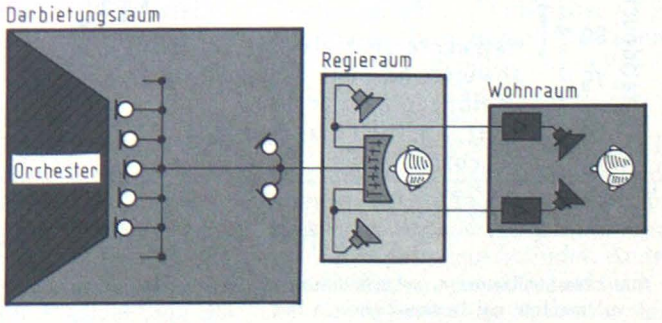


Bild 1. Zu einer akustischen Übertragungskette zählen auch die unterschiedlichen Räume

spezieller Lautsprechereigenschaften auf das Schallfeld, psychologische und physiologische Hörbedingungen für das Schallfeld in Wohnräumen und Pegel- und Leistungsbeziehungen.

Akustische Eigenschaften von Wohnräumen

Zur Feststellung der akustischen Eigenschaften von Wohnräumen liegen seit einigen Jahren mehrere hundert Messungen in Wohnräumen aus Deutschland, Schweden, Dänemark und anderen Ländern vor. Ganz allgemein läßt sich aus ihnen eine wichtige Erkenntnis ableiten:

Alle Wohnräume sind klein im Vergleich zu Konzerträumen, deren Volumen von 1000 m^3 bis über 20 000 m^3 reichen. Auf Grund der großen Wandabstände liegen die Eigentöne von Konzerträumen bereits an der unteren Frequenzgrenze des Hörbereichs so dicht, daß praktisch dort schon ein kontinuierliches Eigentonspektrum vorliegt. Bei Wohnräumen beginnt das kontinuierliche Eigentonspektrum meist erst oberhalb 300 Hz, so daß sich bei Lautsprecherbeschallung die darunter liegenden Eigentöne selektiv herausheben und eine Klangverfärbung der Darbietung hervorrufen.

Eine weitere akustische Kenngröße von Räumen ist die Nachhallzeit. Sie liegt bei Wohnräumen bei tiefen Frequenzen meist zwischen 0,4 s und 0,9 s und fällt nach hohen Frequenzen bis auf etwa 0,2 s...0,4 s ab.

Wie sich die beiden akustischen Parameter auf die Hörsamkeit von Wohnräumen auswirken können, erkennt man z. B. an den Meßwerten in *Bild 2*, die in einem Abhörraum mit Terzrauschen aufgenommen wurden. Dabei handelt es sich um einen optisch und akustisch wohnraumähnlich ausgestalteten Abhörraum zum Testen von Lautsprechern. (Die Meßwerte wurden vom Heinrich-Hertz-Institut Berlin ermittelt und freundlicherweise von Herrn Dr. Wilkens zur Verfügung gestellt.)

Auffallend hierbei sind die relativ großen Schwankungen des Nachhallverlaufes bei tiefen Frequenzen, aus denen die Einflüsse der selektiven Eigentöne des Raumes erkennbar sind. Noch größer sind die davon abhängigen Pegelunterschiede in der Kurve darunter an den verschiedenen Hörerplätzen. Obwohl der Meß-Lautsprecher im Freifeld eine waagerechte Übertragungskurve im tiefen Frequenzgebiet besitzt, ist nicht nur der mittlere Verlauf in den Pegelschwankungen verändert, sondern es treten Standardabweichungen zwischen den Hörerplätzen auf, die bis zu ±4 dB betragen. Erst oberhalb von 500 Hz sind die Pegelschwankungen geringer und die Frequenzkurve hat einen ausgeglicheneren Verlauf. Messungen in anderen Wohnräumen zeigen ähnliche Frequenzgänge, woraus sich ergibt, daß die Wiedergabeeigenschaften von Wohnräumen oberhalb 800 bis 1000 Hz weitgehend übereinstimmen. Nun umfaßt der Frequenzbereich von 50 Hz bis 800 Hz aber bereits 4 Oktaven, außerdem liegen in diesen Oktaven die große Dynamik und der größte Energiegehalt von Orchestermusik. Es ist daher nicht verwunderlich, wenn bei der Musikwiedergabe in

Prof. Dipl.-Ing. Heinrich Williges (69) studierte Nachrichtentechnik an der TH Karlsruhe. Von 1936 bis 1944 als Entwicklungsingenieur bei Siemens-App.- und Masch. GmbH auf dem Gebiet der Steuer- und Regelungstechnik tätig, dabei hervorgetreten mit drei Patenten. Nach dem Krieg wandte er sich der Elektroakustik zu und war von 1952 bis 1955 in der Tontechnik beim Rundfunk tätig. Seit 1955 als freier Mitarbeiter bei der Fa. Isophon-Werke GmbH, Berlin. Von 1971 bis 1978 Vorsitzender des Fachnormenausschusses „Lautsprecher" und in dieser Eigenschaft deutscher Sprecher bei der IEC (International Electrical Commission). Nach Lehrtätigkeit ab 1955 an der Ing.-Akademie Gauß, Berlin; 1971 Berufung zum Professor an die Technische Fachhochschule Berlin für das Lehrgebiet Technische Akustik und nach der Pensionierung dort noch als Lehrbeauftragter tätig.

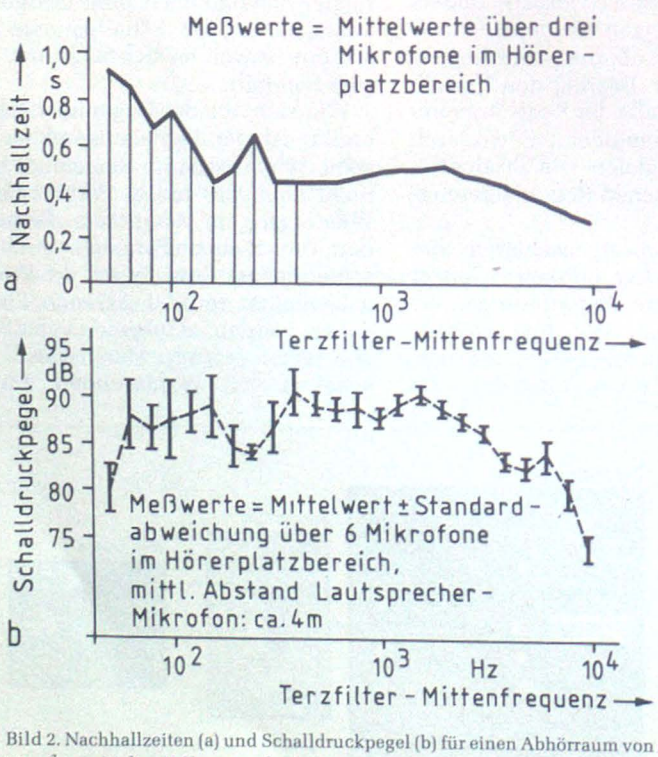


Bild 2. Nachhallzeiten (a) und Schalldruckpegel (b) für einen Abhörraum von 78 m^3, ermittelt mit Terzrauschen

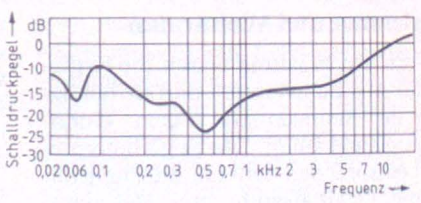
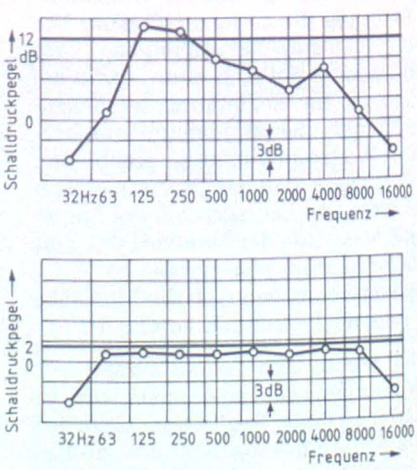


Bild 3. Entzerrerkurve für den Lautsprecher O 84 in Regieräumen

Bild 4. ▶ Frequenzverlauf der Lautsprecherwiedergabe ohne (a) und mit Kompensation durch einen Oktavband-Entzerrer (b)



Wohnräumen ein anderes Verhältnis von Grundtönen zu Harmonischen auftritt als im Regieraum und dadurch auch andere Klangeindrücke für den Hörer entstehen.

Zur Kompensation akustischer Einflüsse in Räumen setzt man schon seit langem Verstärker mit zum Raumverhalten spiegelbildlichen Frequenzgang ein. *Bild 3* zeigt die Entzerrung eines Lautsprechers (Typ 0 84) für Regieräume [2].

Die Entzerrerkurve in Bild 3 enthält neben der Kompensation der Raumeinflüsse noch eine Korrektur für den Frequenzgang des Lautsprechers, womit sich eine optimale Wiedergabe im Raum erreichen läßt.

Für die Optimierung in Wohnräumen gibt es auf dem Markt unter der Bezeichnung Equalizer verschiedene Ausführungen. Aufwendig und damit kostspielig ist eine Unterteilung der Einstellmöglichkeit in Terzstufen, für viele Fälle reicht dagegen schon eine Unterteilung in Oktavbereichen aus. *Bild 4* zeigt den Frequenzgang der Lautsprecherwiedergabe in einem Wohnraum vor bzw. nach der Kompensation mit einem Oktavband-Entzerrer.

Der Einfluß spezieller Lautsprechereigenschaften auf das Schallfeld

Betrachtet man das Schallfeld, das z. B. von einer üblichen Kombination mit drei Lautsprechern in der Umgebung erzeugt wird, dann ergibt sich folgendes: Im Tieftonbereich strahlt die Lautsprecherbox wie ein Kugelstrahler nach allen Richtungen. Dies ergibt sich aus dem Größenverhältnis von Schallwellenlänge zu Strahlerabmessungen. Verglichen mit der Wellenlänge von z. B. 50 Hz, die in Luft rund 7 m beträgt, ist die Abmessung eines Lautsprechers von etwa 0,25 m zusammen mit einer Gehäusebreite von 0,3...0,4 m sehr klein, so daß die Schallabstrahlung einer idealen Punktschallquelle entspricht. Für den Hochtonlautsprecher beträgt z. B. die Wellenlänge von 10 000 Hz nur noch 3,4 cm, so daß die Gehäusebreite schon zehnmal so groß wie diese Wellenlänge ist. Infolge der Reflexion an der Vorderwand des Gehäuses entsteht dadurch eine Bündelung in einen Raumwinkel von 180°. Der Übergang vom 360°-Strahler zum 180°-Strahler liegt irgendwo im Mitteltonbereich, wenn man zunächst davon absieht, daß die Mittel- und Hochtonlautsprecher möglicherweise von sich aus noch eine engere Bündelungseigenschaft besitzen können.

Tabelle:
Pegel einer Dreiweg-Box auf verschiedenen Plätzen eines Wohnraumes, gemessen mit Oktavrauschen bei konstantem Effektivwert

Oktavbänder f_m	auf Bodenmitte dB	in Ecke Boden/Wand dB	in Raumecke dB
63 Hz	71	74	76
125 Hz	78	81	83
250 Hz	82	83	84
500 Hz	80	80	80
1 kHz	84	83	84
2 kHz	78	78	78
4 kHz	77	78	77
8 kHz	77	77	77

Aus den Strahlereigenschaften einer Lautsprecherbox ergibt sich nun eine Abhängigkeit des Schallfeldes von der Aufstellung im Raum durch den Einfluß reflektierender Wandflächen; dies wurde mit einer 3-Weg-Box in einem Wohnraum untersucht, wobei sich Pegelwerte ergaben, die in der *Tabelle* zusammengestellt sind.

Wie die Tabelle bestätigt, nimmt bei 63 Hz der Pegel durch jede zusätzlich reflektierende Wand entsprechend dem theoretischen Wert für Punktstrahler um jeweils 3 dB zu. Aber schon bei 250 Hz beträgt die Zunahme nur noch je 1 dB. Ab 500 Hz aufwärts ist der Schallpegel unabhängig von der Aufstellung im Wohnraum; dies gilt praktisch für jede Art von Lautsprecherbox.

Bei der Aufstellung einer Box im Raum kann sich ein anderer Einfluß dadurch ergeben, daß direkte Schallwellen vom Lautsprecher und von Raumflächen reflektierte Schallwellen am Hörerplatz zu Interferenz führen; entspricht dabei der Wegunterschied gerade einer halben Wellenlänge, dann kommt es dort zu Auslöschungen bzw. Pegeleinbrüchen. Das wirkte sich bei den Regielautsprechern 0 85 und 0 85 a so aus, daß bei 160 Hz – bedingt durch die Reflexion über den Fußboden – ein Frequenzeinbruch auftrat. Um ihn zu kompensieren, wurde für die Tieftон-Lautsprecher dieser Lautsprecherschränke eine Pegelüberhöhung von 2 dB bei 160 Hz in der Freifeldfrequenzkurve vorgeschrieben.

Von ganz besonderer Bedeutung für die Raumbeschallung ist die Bündelung der Schallwellen durch die Lautsprecher. Diese Bündelung kann man als dimensionslosen Bündelungsgrad γ oder dessen zehnfachen Logarithmus als Bündelungsmaß D_i (directivity index) in dB angeben. Rechnet man die Bündelungsgrößen in entsprechende

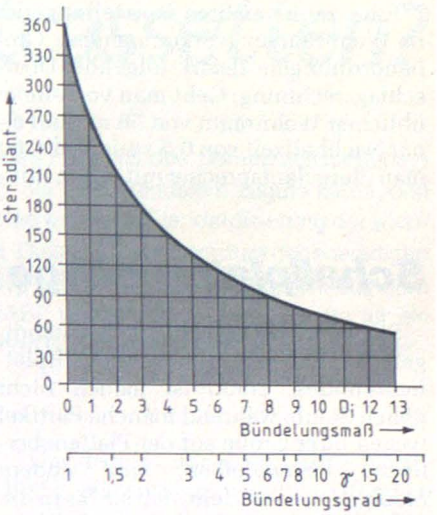


Bild 5. Bündelungskegel in Abhängigkeit von Bündelungsgrad γ und Bündelungsmaß D_i in dB

Bündelungskegel um, dann ergibt sich der Zusammenhang nach *Bild 5*. Danach entspricht z. B. ein Bündelungsmaß von 8 dB einem Bündelungsgrad von 6, d.h., der Schallstrahler erzeugt einen Bündelungskegel von 90° oder ±45° gegenüber der Mittelachse. Je stärker nun die Bündelung eines Lautsprechers ist, um so weiter verschiebt sich der Hallradius auf der Mittelachse des Bündelungskegels bei der Beschallung im Raum, und zwar wächst er mit der Wurzel aus dem Bündelungsgrad γ.

Bezüglich der physikalischen Bedeutung des Hallradius, d.h. des Abstandes von einer Schallquelle, bei dem die direkten und indirekten Schallanteile gerade gleich groß sind, darf man sich allerdings nicht zu der Vorstellung verleiten lassen, als befinde man sich innerhalb des Hallradius im direkten Schallfeld und außerhalb desselben im indirekten oder diffusen Schallfeld der Schallquelle, so als wäre der Hallradius eine Art Übergangsschwelle. In Wirklichkeit ist der Übergang fließend, weil sich an jedem beliebigen Raumpunkt beide Schallfeldarten addieren. Im Abstand des Hallradius, wo also beide Schallanteile gleichgroß sind, ist der Summenpegel um 3 dB höher als jeder der beiden, beim halben Hallradius ist er um rund 7 dB höher als der Pegel des Diffusschalles. Der Abstand, bei dem der Summenpegel nur noch um vernachlässigbare 0,5 dB höher ist, liegt beim 3,2fachen Betrag des Hallradius, woraus sich ergibt, daß man sich in einem Raum erst beim 3fachen Hallradius im Diffusfeld allein befindet. Andererseits befindet man sich praktisch erst bei einem Drittel des Hallradius im direkten Schallfeld eines Strahlers.

Eine zahlenmäßige Vorstellung der in Wohnräumen vorkommenden Größenordnungen liefert folgende Überschlagsrechnung: Geht man von einem üblichen Wohnraum von 50 m^3 und einer Nachhallzeit von 0,5 s aus und setzt man Stereolautsprecher mit einem mittleren Bündelungsmaß von 8 dB voraus, dann liegt der Hallradius bei 1,5 m. Das akustische Mischfeld erstreckt sich also von 30 cm bis 4,5 m, wobei man sich diese Abstände als Halbkreise um jede der beiden Lautsprecherboxen vorstellen muß. *(Schluß folgt)*

Schallplattenpflege mit der Kleberolle

Staubentfernung zählt zu den ständigen Serviceleistungen des Schallplattenfreundes. Staub ist jedoch nicht gleich Staub; während manche Partikel wegen ihrer Größe auf der Plattenoberfläche liegenbleiben, sind andere Staubteilchen so klein, daß sie bis in die Rille dringen. Abgelagerte klebrige Schwebestoffe wiederum sind mit Antistatiktüchern schwer zu entfernen.

Eine neuartige Schallplattenreinigungsvorrichtung soll die Entfernung von Staub und anderen Ablagerungen erleichtern; sie besteht aus einer Kleberolle, wie sie in ähnlicher Ausführung für die Reinigung von Kleidungsstükken verwendet wird. Die Pixoff-Kleberolle (Vertrieb: EPD) ist jedoch speziell für die Reinigung von Schallplatten gedacht. Wie der Hersteller im Prospekt angibt, erfolgt auch eine Säuberung des Rilleninneren, vorausgesetzt, die Rolle wird richtig benutzt. Dazu wird das recht robust ausgeführte Gerät (*Bild*) mit leichtem Druck in Richtung auf das Plattenmittelloch geführt, so daß die Rolle auf das Mittelloch der Platte zeigt. Das Etikett sollte man tunlichst verschonen, es könnte sich an der Rolle festsetzen. Die Platte ist für diesen Vorgang auf eine flache Unterlage zu legen, bei nachfolgenden Säuberungen kann sie auf dem Plattenteller liegenbleiben. Über den erhöhten Rand der Platte zu rollern, ist ebenfalls nicht zu empfehlen.

Hat sich die Klebeschicht mit Schmutz vollgesetzt, so wird sie in bekannter Weise durch Abschneiden entfernt. Die Gesamtlänge der Schicht beträgt etwa 1,50 m. Nach Gebrauch ist die Rolle wieder mit der Plastikumhüllung zu schützen, da Luft und UV-Strahlung die Klebekraft beeinträchtigen.

Von einer derartigen Säuberungsaktion darf man natürlich keine Wunder erwarten. Schlechte Pressungen werden davon nicht besser und mechanische Beschädigungen durch äußere Einflüsse oder eine abgenutzte Nadel können mit ihr auch nicht rückgängig gemacht werden. Für denjenigen aber, der sich vor einer großen Wäsche seiner verschmutzten Platten scheut, kann der Pixoff-Roller eine akzeptable Lösung darstellen.

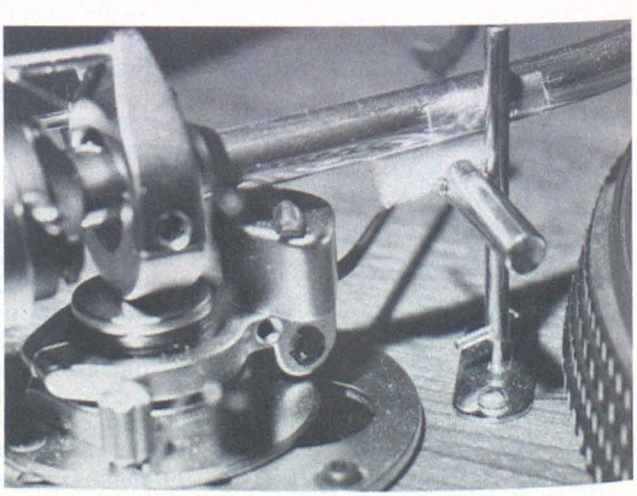
Ein mitlaufender Besen, wie er in vielerlei Ausführung erhältlich ist, stets geschlossene Haube beim Abspielen und staubsichere Lagerung sind ohnehin immer zu empfehlen. Jeder kennt den schmierigen Film, der sich bereits nach kurzer Zeit auf dem Fernsehbildschirm niederläßt; er ist ein Beispiel für die erstaunlich großen elektrostatischen Anziehungskräfte. Durch die schwarze Plattenoberfläche sind diese Ablagerungen nicht mehr zu sehen, erhebliche elektrostatische Kräfte wirken jedoch auch hier. Solange die Schallplattenindustrie sich nicht zu einem – sicher nicht schwierig zu realisierenden – antistatischen Plattenmaterial entschließen kann, sind der Staubschutz und die Staubentfernung oberstes Gebot für einen ungetrübten Hörgenuß. Th.

Tonarmlift zur Nachrüstung von nichtautomatischen Plattenspielern

Viele Plattenspieler, deren Ausstattung im übrigen recht hohen Ansprüchen genügt, besitzen keine automatische Abhebevorrichtung für den Tonarm, so z. B. Direkttriebler der ersten Generation. Die Nachrüstung mit einer solchen elektromechanischen Auslösung erfordert weitgehende Eingriffe in das Gerät. Abhilfe kann hier eine kleine Vorrichtung schaffen, die unter dem Namen Stylift von Monitor Audio (Vertrieb: AF-Elektronik, Quickborn) hergestellt wird. Sie besteht aus einem Halter mit einem Hebelarm, an dessen Ende ein Gewicht befestigt ist (*Bild*).

Nach entsprechender Justage berührt der Tonarm, sobald er sich in der Auslaufrille der Platte befindet, das Gewicht (es wird vor dem Abspielen in die Startposition gedreht) und hebt dann durch das Umkippen des Hebels von der Platte ab. Damit der Anschlag an den Tonarm sanft erfolgt, wird dieser mit einem Stückchen Schaumstoff versehen. Für etwas schwerere Arme ist ein Zusatzgewicht vorhanden. Nach einigem Probieren hat man bald die richtige Position des selbstklebenden Halters auf der Platine des Plattenspielers gefunden. Die Höhe der Abhebevorrichtung läßt sich mit einem mitgelieferten Schraubenzieher einstellen; somit dürften bei keinem Plattenspieler Montageschwierigkeiten entstehen. Allerdings sollte er völlig waagerecht stehen. Th.

◄ Pixoff-Kleberolle zur Staubentfernung bei Schallplatten



► Stylift nennt sich eine praktische Zusatzvorrichtung zum Abheben des Tonarms bei Plattenende

IEC-Norm für Compactcassetten?

Die Fachleute sind sich darüber einig, daß das Potential des Compactcassettensystems in bezug auf eine Qualitätssteigerung, die allen Benutzern zugute käme, erst dann voll ausgeschöpft werden kann, wenn eine weltweite Standardisierung der wichtigsten Bandeigenschaften stattgefunden hat. Dies gilt besonders zum gegenwärtigen Zeitpunkt, weil ein völlig andersartiger Bandtyp in Form von Metall-Pigment-Bändern vor seiner Markteinführung steht. Bei der BASF wurden die Gesichtspunkte für ein künftig reibungsloses Zusammenspiel zwischen Bandtyp und Gerät im folgenden einmal zusammengestellt.

Zur Zeit arbeitet man beim IEC (International Electrotechnical Commission) an einer Neuordnung der immer verwirrender werdenden Situation auf dem Gebiet der Compactcassetten. Dieser Normungsorganisation gehören vor allem auch die Länder an, die maßgeblich auf diesem Gebiet industriell produktiv sind, wie z. B. Japan, die Niederlande und Deutschland. Im Vordergrund steht bei diesen Bestrebungen für eine Identifikation von Kassetten und Geräten folgende konkret mögliche Lösung:

Eisenoxid-Kassetten (Fe_2O_3): IEC type (oder class) I
Chromdioxid oder Chromdioxid-Substitute (CrO_2): IEC type (oder class) II
Ferrochrom-Kassetten (FeCr): IEC type (oder class) III
Metall-Pigment-Kassetten: IEC type (oder class) IV

Dabei kann eine Identifikation nur dann vereinfachend und wirksam sein, wenn sie auf einem international vereinbarten System von Bezugsbändern pro Kassettenkategorie beruht, also eine Basis für die Geräteeinstellung und auch für die Bandkompatibilität schafft. Sie wird erst dann sinnvoll, wenn alle Geräte mit dem gleichen Referenzband pro Kategorie hinsichtlich Vormagnetisierung, Empfindlichkeit, Ausgangpegel und Aufnahmefrequenzgang eingestellt worden sind.

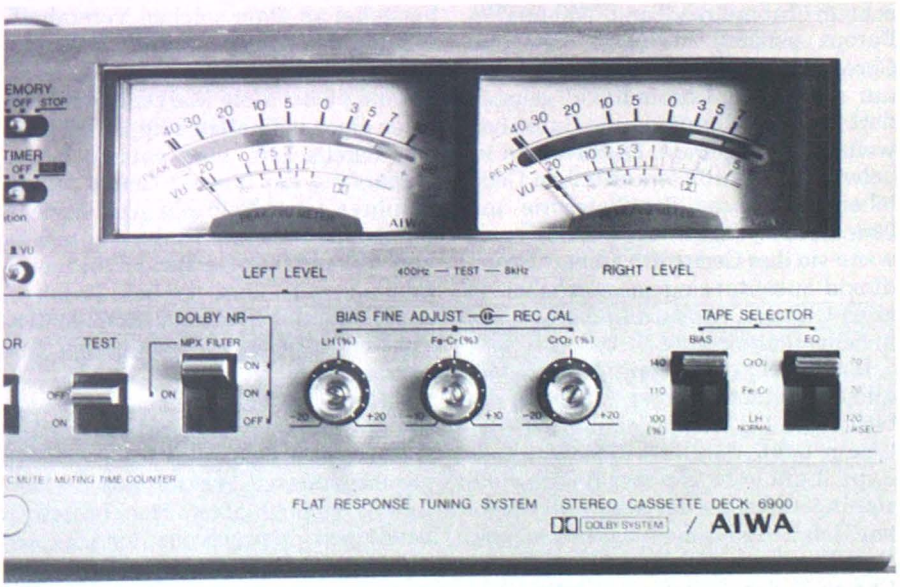
Leider sind im Kassettensystem im Laufe der Jahre innerhalb jeder Bandkategorie (Fe_2O_3, CrO_2, FeCr) recht große Varianten und Abweichungen entstanden, so daß es heute auch für Fachleute nahezu unmöglich ist, eine optimale Kassette für einen bestimmten Gerätetyp zu finden und zu empfehlen. Eines ist jedoch schon jetzt ganz sicher: Wegen der unterschiedlichen Geräteeinstellungen wird es technisch unmöglich bleiben, eine Kassette zu schaffen, die auf allen Geräten ohne Ausnahme optimal funktioniert!

Die unterschiedlichen Bandeigenschaften innerhalb jeder Kategorie haben außerhalb Europas (Festland) vor allem im DIN-Bereich dazu geführt, daß die Geräteeinstellung hinsichtlich Vormagnetisierung und Aufnahmefrequenzgang so etwas wie ein „Chefkoch-Rezept" geworden ist. So werden zwar im DIN-Bereich alle Geräte mit dem DIN-Referenzband (TP 18, Charge T 308 S, FSLH der BASF) eingestellt, aber auch hier gibt es bereits „Geschmacks"-Korrekturen. Im Fernen Osten wird dagegen höchst unterschiedlich eingemessen.

Die fernöstlichen Kassetten-Gerätehersteller orientieren sich nach dem alten DIN-Referenzband (QP 12, Charge C 521, LH der BASF), jedoch unter Berücksichtigung der recht unterschiedlichen Bänder der japanischen Markenhersteller. Das führt zu sehr verschiedenen Lösungen, zumal auch in Ostasien der Geschmacksfaktor noch mit dazukommt.

Um dem zu begegnen, hat z. B. die BASF als vorläufige (und hoffentlich vorübergehende) Lösung gleich zwei parallele Bandtypen auf den Markt gebracht: FS LH für Geräte aus dem DIN-Bereich und FS LH I für Geräte aus dem Fernen Osten. Dabei entspricht FS LH im Mittelwert dem derzeit gültigen Referenzband Charge T 308 S mit relativ niedriger Koerzitivkraft (etwa 23...24 kA/m), FS LH I ist daneben optimal auf den fernöstlichen Geräte (mit etwa 29 kA/m Koerzitivkraft zu verwenden). Dabei kann es dennoch vorkommen, daß einzelne Gerätetypen davon besser mit FS LH arbeiten als mit FS LH I und umgekehrt.

Alles das unterstreicht die Notwendigkeit, das Zusammenspiel von Kassetten und Kassettengeräten neu zu organisieren, damit der Verbraucher in Zukunft wieder problemlos Kassetten, zumindest von den Markenherstellern, kaufen kann. Entscheidend dafür ist die Normung von internationalen Refe-



Kassettenrecorder der Oberklasse wie z. B. dieses Gerät von Aiwa bieten zwar hohen Komfort durch die umfangreichen Möglichkeiten, mit denen sich unterschiedliche Bänder anpassen lassen; sie haben jedoch auch einen deutlich höheren Preis als Geräte mit festen Arbeitspunkteinstellungen

renzbändern für eine einheitliche Geräteeinmessung.

Vom IEC werden darin folgende Klassen vorgeschlagen:

1. IEC type I (Fe_2O_3)

Für die international einheitliche Gerätejustage wird ein „Reference Tape Type I" benötigt. Dieses soll eine Koerzitivkraft von knapp 28 kA/m mit folgenden Abweichungen gegenüber dem Bandtyp BASF FS LH I (centre line production) aufweisen: eine Höhenempfindlichkeit, die zwischen der von modernen Hochleistungsbändern und der von den bekannten LH-Bändern liegt sowie eine etwa 0,5...0,75 dB niedrige Vormagnetisierung.

Im Hinblick auf die viel verkauften, preisgünstigen Marken-LN- und -LH-Kassetten ist es nicht möglich, ein Hochleistungsband, wie z. B. FS LH I, unverändert für die einheitliche Geräteeinstellung zu benutzen. LN- und LH-Kassetten (die z. B. in Japan über 80% des Gesamtvorkommens ausmachen) würden dann ungünstigere Ergebnisse bringen (vor allem Höhenverluste).

2. IEC type II (CrO_2)

Derzeit werden alle europäischen und viele japanische Geräte mit dem DIN-Bezugsband-Leerteil TP 18, Charge C 401 R, eingemessen, ein Teil der japanischen Geräte dagegen mit Chromdioxid-Substituten. In dieser Kategorie sind die Unterschiede zwischen verschiedenen Kassetten jedoch nicht so gravierend wie bei den Eisenoxidbändern. Etwas problematisch ist der stark unterschiedliche Konsum von echtem Chromdioxidband. Während in Europa generell in dieser Kategorie Chromdioxid dominiert, wird in Japan nur sehr wenig Chromdioxid gekauft, dort sind Chromdioxid-Substitute weitaus mehr gefragt. Erschwerend ist dabei, daß fast alle fernöstlichen Gerätehersteller diese Bandkategorie mit Chrom, CrO_2 oder Cr bezeichnen, auch wenn sie ihre Geräte mit einem Chromdioxid-Substitut eingemessen haben. In allen weiteren Ländern findet man ein Mischverhältnis vor.

Das Konzept der beteiligten IEC-Mitglieder besteht in einer Ablösung des bisherigen DIN-Referenzbandes TP 18, Charge 401 R, durch ein Reference Tape Type II mit etwa gleicher Vormagnetisierung und einer um etwa 1 dB erhöhten Tiefen- und Höhenempfindlichkeit. Damit soll die Austauschbarkeit von Chrom- oder Chromsubstitutbändern auch im Hinblick auf das kritische Dolby-Verfahren verbessert werden.

3. IEC type III (FeCr)

Bei diesem Bandtyp werden keine Probleme erwartet. Alle gegenwärtig auf dem Markt befindlichen FeCr-Bänder (zumindest aus japanischer und deutscher Herstellung) sind weitgehend kompatibel. Als Reference Tape Type III dürfte weitgehend das bereits festgelegte DIN-Referenzband dieser Kategorie dienen, oder von Japan (Sony) geliefert werden.

4. IEC type IV (Metall-Pigment)

Bei diesem noch neuen Bandtyp soll möglichst von vornherein vermieden werden, daß es zu ähnlichen Problemen kommt wie bei Eisenoxid- bzw. Chromdioxid-Bändern. Die internationale Abstimmung über ein Normengremium läuft bereits; Muster und Meßergebnisse werden ausgetauscht mit dem Ziel, die Metall-Pigment-Bänder hinsichtlich Vormagnetisierung sowie Tiefen- und Höhenempfindlichkeit auch auf der Basis eines Referenzbandes festzulegen.

Referenzbänder sollen nicht mehr (wie bisher bei DIN) das Privileg eines einzigen Herstellers sein, sondern man will Bedingungen schaffen, die es jedem Bandhersteller ermöglichen, ebenfalls Referenzbänder zu fertigen. Dabei ist allerdings eine unabhängige Prüfung notwendig, um sicherzustellen, daß diese Bänder in jeder Kategorie innerhalb sehr enger Toleranzen hinsichtlich der Koerzitivkraft, der Vormagnetisierung sowie der Tiefen- und Höhenempfindlichkeit (auch bei verändertem Vormagnetisierungsstrom) gleich sind.

Naturgemäß sind vor allem Gerätehersteller an einer solchen Vereinheitlichung des Systems mittels Referenzbänder interessiert, den schließlich sollen möglichst viele Markenbänder mit ihren eigenen Geräten kompatibel sein. Die Bereitschaft, eine entsprechende Anpassung der (neuen) Geräte durchzuführen, ist deshalb sehr groß. Auch in der Servicewerkstatt ist die Anpassung von vorhandenen Geräten an die neuen Bedingungen kein großes Problem, weil Regler für alle entscheidenden Parameter in nahezu allen Geräten vorhanden sind.

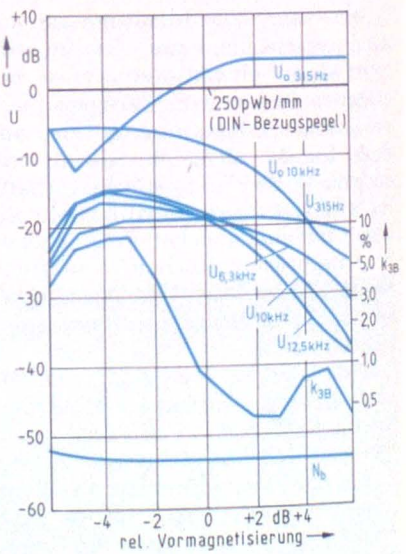
Erfreulicherweise zeigen sich auch die meisten Magnetbandhersteller (zumindest in Japan und Europa) bereit, gegebenenfalls Korrekturen in der Fertigung von gängigen Hochleistungsbandtypen vorzunehmen, um eine Anpassung an die einheitliche Geräteeinstellung zu bewirken.

Die Kompatibilität der Bänder wird im wesentlichen nur von sekundären Eigenschaften (Koerzitivkraft und Empfindlichkeit bei gegebener Vormagnetisierung) bestimmt. Primäre Eigenschaften wie Tiefen- und Höhendynamik, Rauschen, Modulationsrauschen, Verzerrungsniveau usw. unterliegen dabei individuellen Verbesserungen.

Hochleistungs-Eisenoxidband für Compactcassetten

Auch in Zukunft setzt man bei Memorex auf Eisenoxid-Beschichtungen für Compactcassetten; dies vor allem, weil derartige Schichten eine besonders gute Wiedergabe im Bereich großer Wellenlängen ermöglichen. Gegenüber der MRX_2-Kassette besitzt die neue MRX_3-Rezeptur geringeren Klirrfaktor bei Aussteuerung bis zum Bezugspegel, höheren maximalen Ausgangspegel und niedrigeres Grundgeräusch. Wie man der Zusammenstellung der elektroakustischen Daten im *Bild* entnehmen kann, ist sowohl eine Vormagnetisierungseinstellung nach DIN als auch eine um 1,5 dB höhere Vormagnetisierung, wie sie bei ausländischen Geräten anzutreffen ist, ohne größere Qualitätsunterschiede möglich. Für die DIN-Einstellung liegt der Sättigungspegel für 10 kHz etwa 8 dB unter dem DIN-Bezugspegel.

Die neuen Kassetten sind als C-60, C-90 sowie als C-120 erhältlich und mit einem Ultraschallverfahren verschweißt. Th.



Eigenschaften des MRX_3-Kassettenbandes von Memorex. $U_{o\ 315\ Hz}$ = maximaler Pegel bei 315 Hz (k_3 = 3 %) $U_{o\ 10\ kHz}$ = Sättigungspegel bei 10 kHz; $U_{315\ Hz}$, $U_{6,3\ kHz}$, $U_{10\ kHz}$ und $U_{12,5\ kHz}$ = Empfindlichkeit bei den angegebenen Frequenzen; k_{3B} = Klirrfaktor bei 315 Hz und Aussteuerung auf Bezugspegel; N_b = Geräuschspannungsabstand, bewertet nach NAB-A

Manfred Ullrich

Wellenwiderstand von Leitungen

Mit einigem Aufwand an komplizierter Mathematik und wenig Anschaulichkeit werden in manchen Büchern der Wellenwiderstand von Leitungen und die Signal-Fortpflanzungsgeschwindigkeit erklärt und abgeleitet. Daß es aber auch einfacher geht, wird im folgenden gezeigt.

Unter dem Begriff „Wellenwiderstand" einer Leitung versteht man das Verhältnis von Spannung zu Strom an jedem Punkt (auch am Eingang) der Leitung, wenn diese von einem elektrischen Signal in nur einer Richtung durchlaufen wird. Dies ist immer der Fall, wenn die Leitung unendlich lang oder mit einem dem Wellenwiderstand entsprechenden Widerstand abgeschlossen ist; dann treten nämlich keine Reflexionen auf.

Ein kleiner Umweg

Es gibt einen hübschen Trick, mit dem das in *Bild 1* dargestellte Widerstandsnetzwerk einfach berechnet werden kann. Die Frage lautet also: Wie groß ist der Widerstandswert, den man am Anfang dieser Kette aus Widerständen messen kann, wenn nach rechts hin kein Ende ist?

Schneidet man das erste Glied der unendlich langen Kette an der gestrichelten Linie ab, dann muß der Eingangswiderstand X dieser nun verkürzten Kette logischerweise unverändert bleiben; denn unendlich minus 1 ist immer noch unendlich.

Mit dieser Überlegung läßt sich eine einfache Gleichung aufstellen. Und zwar ist der Eingangswiderstand X gleich dem ersten R_L plus der Parallelschaltung, die aus dem ersten R_Q und dem Eingangswiderstand X der Leitung hinter der gestrichelten Linie besteht.

$$X = R_L + \frac{R_Q \cdot X}{R_Q + X}$$

Löst man diese Gleichung nach X auf, so ergibt sich eine einfache quadratische Gleichung, deren Lösung lautet:

$$X = \frac{R_L}{2}\left(1 + \sqrt{1 + 4\,\frac{R_Q}{R_L}}\right)$$

Mit dem eben gezeigten und einem weiteren Trick läßt sich nun der Wellenwiderstand einer annähernd verlustfreien Leitung einfach herleiten.

Der Wellenwiderstand

So eine Leitung läßt sich als Ersatzschaltung entsprechend *Bild 2* darstellen. Die einzelnen Induktivitäten ergeben sich aus der pro Meter verteilten Induktivität L' multipliziert mit der Einzellänge l. Gleiches gilt für die einzelne Kapazität.

$$L = L' \cdot l, \qquad C = C' \cdot l$$

Dann ist der Blindwiderstand für jede Einzel-Induktivität

$$X_L = j\omega L' \cdot l$$

und für jede Einzel-Kapazität

$$X_C = \frac{1}{j\omega C' \cdot l}$$

Nun läßt sich wie oben die Anfangsgleichung aufstellen.

$$Z = X_L + \frac{X_C \cdot Z}{X_C + Z} = j\omega L' \cdot l + \frac{\frac{1}{j\omega C' l} \cdot Z}{\frac{1}{j\omega C' l} + Z}$$

Zähler und Nenner des rechten Terms mit $j\omega C' l$ multipliziert ergibt

$$Z = j\omega L' l + \frac{Z}{1 + j\omega Z C' l}$$

Multipliziert man beide Seiten der Gleichung mit $1 + j\omega ZC'l$, so erhält man mit $jj = -1$

$$Z + j\omega Z^2 C' l = j\omega L' l - \omega^2 Z L' C' l^2 + Z$$

Beidseitig Z subtrahiert und dann durch l dividiert liefert

$$j\omega Z^2 C' = j\omega L' - \omega^2 Z L' C' l$$

Und nun ein wesentlicher Punkt: Die Ersatzschaltung nach Bild 2 stimmt nur dann genau für eine homogene Leitung, wenn die Verteilung von Induktivitäten und Kapazitäten so fein ist, daß die Einzellänge l zu Null wird. Mit $l \to 0$ erhält man

$$-\omega^2 Z L' C' l = 0$$

und es bleibt

$$j\omega Z^2 C' = j\omega L'$$

Durch $j\omega$ gekürzt und nach Z aufgelöst ergibt

$$Z^2 = \frac{L'}{C'}$$

$$Z = \sqrt{\frac{L'}{C'}} = \text{Wellenwiderstand}$$

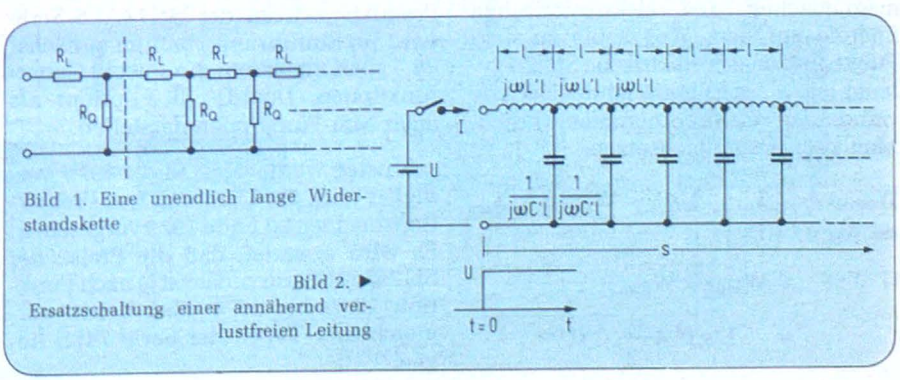


Bild 1. Eine unendlich lange Widerstandskette

Bild 2. ▶ Ersatzschaltung einer annähernd verlustfreien Leitung

Die Signal-Fortpflanzungsgeschwindigkeit

Mit einer weiteren anschaulichen Überlegung läßt sich auch die Fortpflanzungsgeschwindigkeit eines elektrischen Signals in dieser Leitung auf einfache Weise herleiten.

Die Gleichung $Z = \sqrt{\frac{L'}{C'}}$ zeigt mit dem Fehlen eines jω-Gliedes, daß der Wellenwiderstand ohmisch und somit auch frequenzunabhängig ist. Schaltet man an den Eingang dieser Leitung eine Spannung – im einfachsten Fall eine Gleichspannung, z. B. eine Batterie (s. Bild 2) –, so muß eben so viel Energie in die Leitung fließen wie bei einem konkreten Widerstand, dessen Ohmwert gleich dem Wellenwiderstand der Leitung ist.

Während sich aber die Energie beim konkreten Widerstand in Wärme umsetzt, kann die in die Leitung fließende Energie sich nur in magnetische und elektrostatische Energie umwandeln. Dabei ist die Geschwindigkeit, mit der die Leitung fortlaufend mit Energie „gefüllt" wird, logischerweise gleich der Fortpflanzungsgeschwindigkeit des elektrischen Signals in dieser Leitung.

Sobald das elektrische Signal (in unserem Fall die Gleichspannung U) und damit die Energie irgendeinen Punkt der Leitung erfaßt hat, liegt dort an der verteilten Kapazität die Spannung U. Dann fließt dort durch die verteilte Induktivität der Strom $I = \frac{U}{Z}$, weil der Rest der Leitung diesen Leitungspunkt weiterhin mit dem Widerstand

$Z = \sqrt{\frac{L'}{C'}}$ belastet.

Die in die Leitung geflossene Energie ist also gleich der Summe der verteilten magnetischen und elektrostatischen Energie auf dem Weg s bis zu dem Punkt, an den das elektrische Signal gelangt ist. Diese Energie ist der Batterie während der Zeit t entnommen worden. Man kann also gleichsetzen:

$W_{\text{Batterie (während der Zeit t)}} = W_{\text{Leitung (entlang dem Weg s)}}$

$$U \cdot I \cdot t = W_{Ind.} + W_{Kap.}$$

$$= L's\,I^2 + \frac{1}{2} C'sU^2$$

Der Strom am Eingang sowie im Innern der Leitung wird ersetzt durch

$$I = \frac{U}{Z} = \frac{U}{\sqrt{\frac{L'}{C'}}} = U \cdot \sqrt{\frac{C'}{L'}}$$

Damit wird

$$U \cdot U \sqrt{\frac{C'}{L'}} \cdot t = \frac{1}{2} L's \cdot U^2 \frac{C'}{L'} + \frac{1}{2} C'sU^2$$

$$U^2 \sqrt{\frac{C'}{L'}} t = C's\,U^2$$

Beide Seiten durch $U^2C't$ dividiert ergibt den Weg pro Zeit

$$\frac{s}{t} = \frac{1}{\sqrt{L'C'}} =$$ Fortpflanzungsgeschwindigkeit.

Neue TTL-Familien

Allen Unkenrufen zum Trotz, daß die TTL-Serie allmählich von anderen Technologien wie etwa CMOS oder IIL abgelöst werden könnte, kommen nun neue, verbesserte TTL-Serien auf den Markt, die den Vorsprung der CMOS-Bausteine hinsichtlich ihrer geringen Leistungsaufnahme deutlich herabmindern und in der Verarbeitungsgeschwindigkeit schon fast an manche ECL-Bausteine heranreichen.

Zwei neue TTL-Serien hat *Texas Instruments* entwickelt. Die „Advanced Schottky"-TTL-Serie SN74AS ist doppelt so schnell wie die Serie SN74S bei praktisch gleicher Leistungsaufnahme pro Gatter. Die „Advanced Low Power Schottky"-TTL-Serie 74ALS bietet mehr als die doppelte Geschwindigkeit der 74LS-Serie bei um die Hälfte reduzierter Leistungsaufnahme.

Die typische Verzögerungszeit eines externen Gatters der Advanced-Schottky-Familie SN/74AS beträgt 1,5 ns bei einer Leistungsaufnahme von 22 mW. Die Leistungsaufnahme pro Gatter der Advanced-Low-Power-Schottky-Familie SN74ALS liegt bei nur 1 mW die typische Verzögerungszeit bei 4 ns.

Die Einführung der Serie SN74AS beginnt mit der Realisierung verschiedener Gatter- und MSI-Funktionen, die speziell darauf ausgelegt sind, die Verbesserungen der SN74AS-Familie voll zu nutzen. Das Ergebnis: weitaus höhere Packungsdichte als bislang. Das Produktspektrum der SN74ALS-Serie wird im Einführungsstadium zunächst 25 Typen umfassen, die sowohl Gatterfunktionen, Dual-D-, JK-Flipflops als auch MSI-Funktionen darstellen.

Muster werden bis Mitte 1979 verfügbar sein; die Lieferung von Produktionsmengen ist Ende 1979 vorgesehen. Es wird erwartet, daß die Preise der SN74ALS-Serie zunächst je nach Funktion 20 % bis 30 % über denen vergleichbarer Typen der Serie 74LS liegen.

Advanced Schottky TTL

Verglichen mit der Schottky-TTL-Serie (Ausgangsstrom bei High-Pegel 1 mA; Ausgangsstrom bei Low Pegel 20 mA) verfügt Advanced Schottky über eine stark verbesserte Treiberleistung zum direkten Ansteuern von abgeschlossenen Busleitungen (bis 50 Ω), aber auch von unabgeschlossenen Busleitungen und großen kapazitiven Lasten. Die Gatter der Serie SN74AS werden in 20-Pin-Dual-in-Line-Gehäusen und die MSI-Funktionen erstmals in einem neuen schmalen 24-Pin-Gehäuse angeboten. Die ausschließliche Verwendung dieser neuen kompakten Gehäuse gibt dem Designer die Gelegenheit, die Funktionsdichte bis zu einem Faktor von 1,8 zu erhöhen – bei einem durchschnittlich 25%igem Anwachsen der benutzten Fläche für ICs. Die ALU-Funktion erlaubt sogar die Verringerung des Platzbedarfs für ICs um 50 %, verglichen mit Designs, bei denen die üblichen, breiteren 24-Pin-Gehäuse verwendet wurden.

Advanced Low Power Schottky TTL

Die Serie SN74ALS wird in 14-, 16-, 20- und 24-Pin-Gehäusen geliefert. Die neuen Low-Power-Schottky-TTL-Schaltkreise zeigen Pinkompatibilität mit den gegenwärtigen LS-Elementen.

Beide neuen Schaltkreisfamilien werden sowohl für den militärischen als auch für den kommerziellen Temperaturbereich angeboten. Sie sind voll kompatibel mit den 54/74-, 54LS/74LS- und 54S/74S-TTL-Familien.

Eine weitere neue TTL-Serie wird von *Fairchild* angeboten. Sie nennt sich „Fast TTL" (74F...). Obwohl die Leistungsaufnahme nur ein Viertel von Standard-Schottky-Bausteinen beträgt, können die Ausgänge mit bis zu 20 mA belastet werden, was besonders bei kapazitiven Lasten günstig ist. Die Arbeitsgeschwindigkeit liegt etwas über der von Schottky-ICs. Über den gesamten militärischen Temperaturbereich beträgt der Störabstand 0,8 V.

Hans Werner

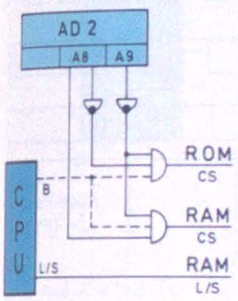
Mikrocomputer

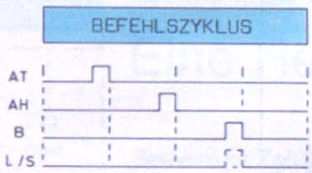
Eine kleine Einführung

14. Teil

Steuerung

Die erforderliche Logikschaltung zur Steuerung der Speicher ist sehr einfach. Es genügen 2 UND-Gatter und 2 Inverter.





ROM

Der CS-Eingang des ROM ist 1, wenn die Adreßsignale A8, A9 gleich 0 sind und der Impuls B gleich 1 ist. Impuls B verhindert unerwünschte Zwischenergebnisse, denn erst nach Zeitpunkt AH sind beide Adreßteile in den Registern AD1 und AD2 gespeichert.

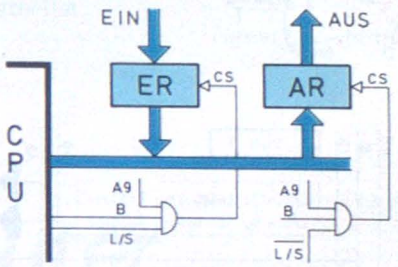
RAM

Ist A8 gleich 1 und A9 gleich 0, wird mit Impuls B der CS-Eingang des RAM zu 1. Gleichzeitig liegt, abhängig von dem gerade ausgeführten Befehl, entweder L/S = 0 (Schreiben) oder L/S = 1 (Lesen) am Speicher.

Ein- und Ausgabe

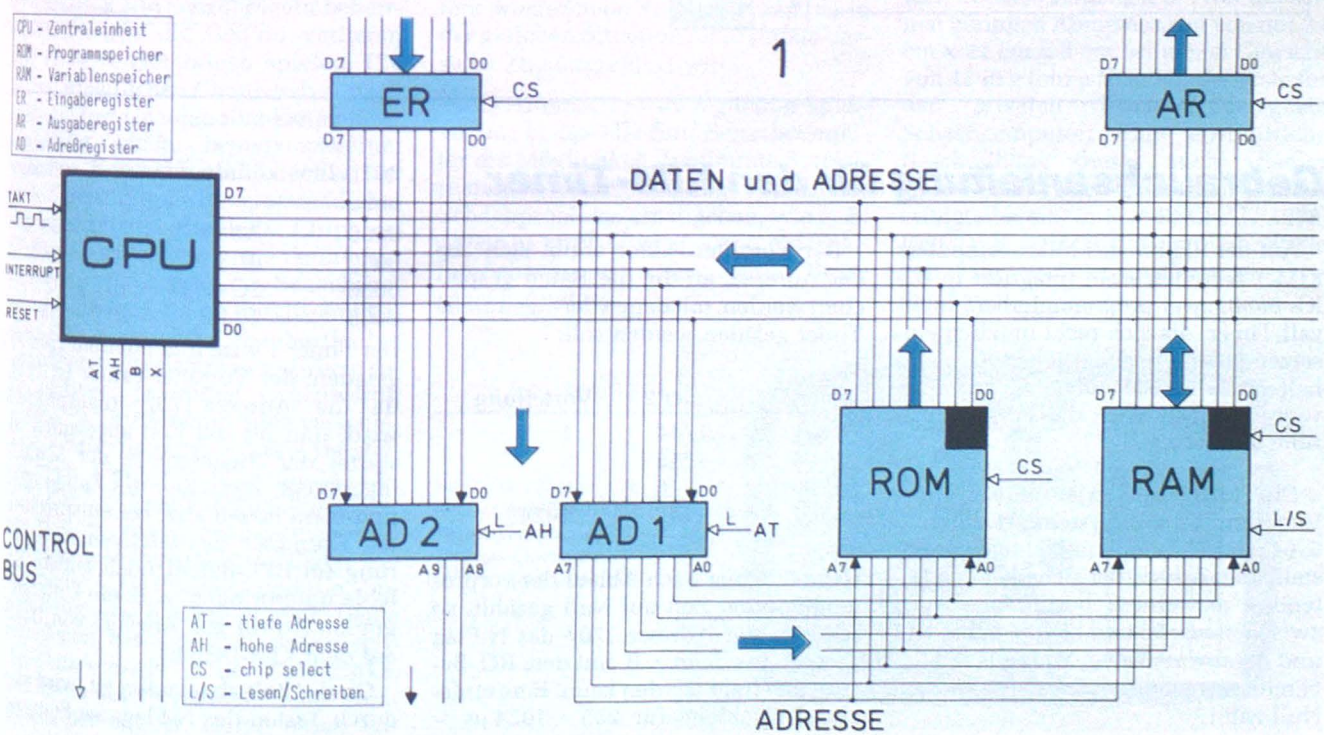
Daten müssen ein- und ausgegeben werden. Wie bei Modell 1, geschieht das mit zwei Registern. Unser Modellcomputer hat keine speziellen Ein- und Ausgabebefehle.

Eingaberegister ER und Ausgaberegister AR werden mit Adreßstelle A9 angesprochen. Die Auswahl erfolgt mit L/S, die Synchronisierung wieder mit Impuls B.



Die CPU will Daten lesen:
L/S wird 1 und mit Adresse 512 (A9 = 1) auch CS/ER.
Die Daten gelangen vom Eingaberegister ER in die CPU.

Die CPU gibt Daten aus:
L/S wird 0. Die Daten werden aus der CPU in das Ausgaberegister AR geladen, vorausgesetzt A9 ist 1.



Zusammenfassung

ROM: Adresse 0...255 (A9 = 0, A8 = 0)
RAM: Adresse 256...511 (A9 = 0, A8 = 1)
Ein-Ausgabe: Adresse 512...XXX (A9 = 1, A8 = X)

Alle Adressen zwischen 512 und 1023 sprechen die Ein- Ausgaberegister an. In diesem Bereich ist A9 auf jeden Fall 1. Es ist aber sinnvoll, nur eine Möglichkeit zu verwenden; wir einigen uns auf 512.

Was folgt noch?

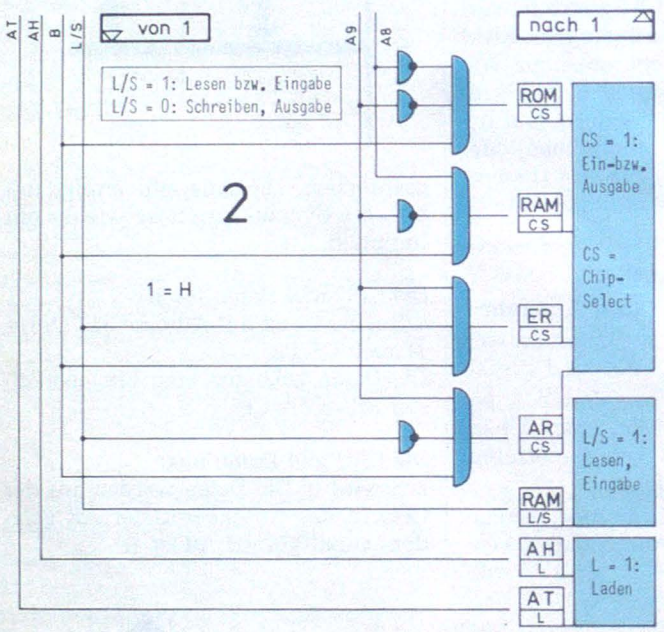
- Verschiedene Speichertypen
- Befehlsabläufe des Modells
- Ein üblicher Befehlssatz
- Das Modell ist schon fast ein Profi
- Unterprogramme
- Interruptroutinen

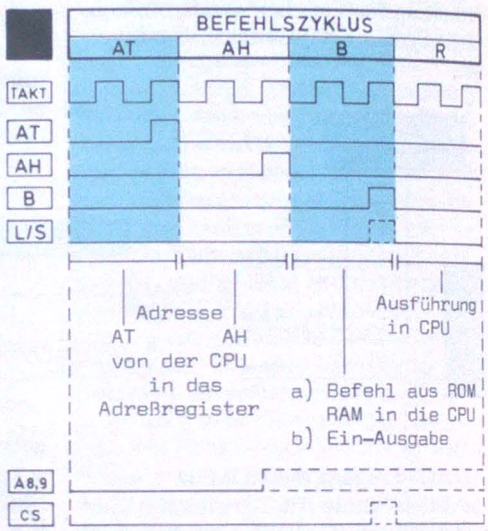
Auf der vorhergehenden Seite steht die vollständige Schaltung. Daten und Adresse werden auf einem einzigen, bidirektionalen Bus transportiert.

Die Adresse umfaßt 2 x 8 = 16 bit. Sie wird in 2 Teilen zu 8 bit in den Registern AD1 und AD2 gespeichert.

Die hohe Adresse AH (Bits A8 bis A15) wird bei der gewählten Außenschaltung lediglich zur Selektierung der Speicher und der Ein-Ausgabe-Register benutzt.

(Fortsetzung folgt)





AH		AT
A9	A8	A7 ..... A0
0	0	Speicherplatz ROM
0	1	Speicherplatz RAM
1	X	Ein-Ausgabe

Gebrauchsanleitung für den KIM-Timer

Auf der Platine des Mikrocomputers KIM-1 befinden sich, integriert in die ICs 6530, zwei programmierbare Intervall-Timer, die sich recht nützlich einsetzen lassen. Bedauerlicherweise enthalten die KIM-Handbücher nur recht vage Angaben über die Programmierung der Timer.

Die Timer bestehen jeweils aus einem Vorteiler, der den Systemtakt durch 1, 8, 64 oder 1024 teilt, und einem voreinstellbaren Zähler, der sich über den Datenbus mit einem bestimmten Wert zwischen hex 00 und hex FF laden läßt und dann von diesem Wert aus mit der bereits vorgeteilten Frequenz bis auf Null zählt.

Der Vorteiler-Faktor ergibt sich aus der Adresse, an die die Daten gespeichert werden, mit denen der eigentliche Timer geladen werden soll:

Timer 1	*Timer 2*	*Vorteilung*
1704	1744	1
1705	1745	8
1706	1746	64
1707	1747	1024

Hat der Timer nach Ablauf der vorprogrammierten Zeit auf Null gezählt, so wird an der Adresse 1707 das N-Flag gesetzt, das dann z. B. mit dem BIT-Befehl abgefragt werden kann. Eine einfache Zeitschleife für 255 · 1024 µs = 261,12 ms könnte dann z. B. so aussehen:

```
0050    A9 FF      LDA #FF
0052    8D 07 17   STA 1707
0055    2C 07 17   BIT 1707
0058    10 FB      BPL 0055
```

Der Timer 1 wird hier mit dem Wert FF geladen; der Vorteiler-Faktor ist 1024, da die Adresse 1707 angesprochen wird; und bis die Zeit abgelaufen ist, wartet der Prozessor in der Schleife 0055/0058. Zwischen die Zeilen 0052 und 0055 lassen sich bei entsprechender Korrektur der relativen Adressierung im BPL-Befehl noch andere Befehle unterbringen, z. B. ein Unterprogramm-Aufruf zur Anzeige von Daten auf dem KIM-Display.

Ob die Zeit abgelaufen ist, wird also durch Testen des N-Flags im Statusre-

gister an der Adresse 1707 erkannt. Will man dagegen den aktuellen Zählerstand auslesen, so kann das z. B. mit dem Befehl LDA 1706 geschehen, also stets an der Adresse 1706.

Einer der beiden KIM-Timer, nämlich Timer 1, ist in der Lage, bei Ablauf der vorprogrammierten Zeit einen Interrupt auszulösen. Addiert man zu den oben angegebenen Adressen jeweils 0008, so werden die Vorteiler-Faktoren wie oben eingestellt, nach dem Ablauf der gewünschten Zeit wird jedoch am Anschluß PB 7 (der als Eingang programmiert sein muß) eine negative Flanke ausgelöst.

Verbindet man nun PB 7 z. B. mit der NMI-Leitung, so läßt sich der Timer 1 so programmieren, daß nach Ablauf einer gewissen Zeit ein NMI-Interrupt ausgelöst wird. Die Befehlsfolge zum Starten des Timers kann hier z. B. lauten:

```
0050    A9 FF      LDA # FF
0052    8D 0F 17   STA 170F
```

In diesem Beispiel tritt nach 261,12 ms ein nicht maskierbarer Interrupt auf. Verwendet man die gleiche Befehlsfolge in der Interrupt-Routine selbst, so entsteht ein periodischer Interrupt. Dann ist jedoch das Initialisieren durch diese Befehlsfolge auch zu Beginn des Hauptprogramms erforderlich, um den Interrupt das erste Mal auszulösen. Die Methode, den Timer als periodische Interrupt-Quelle zu verwenden, ist sehr universell anwendbar und ersetzt externe Interruptquellen wie etwa RC-Impulsgeneratoren. Sie bietet auch den Vorteil, daß die Interrupt-Frequenz praktisch quarzstabil ist, da der Timer mit dem quarzgesteuerten Systemtakt arbeitet.

Herwig Feichtinger

Björn Schwarz

Schachcomputer

Eine Herausforderung besonderer Art

Seit einiger Zeit gibt es auf dem deutschen Markt eine Vielzahl von Computerspielen. Dazu gehören auch die Schachcomputer, die inzwischen zu einem großen Verkaufsschlager geworden sind. Der nachfolgende Bericht bietet eine Übersicht über die derzeit erhältlichen Geräte.

Schachcomputer sind sowohl für Anfänger als auch Fortgeschrittene als Lehrmeister hervorragend geeignet, da sie praktisch alle Schachregeln beherrschen, niemals die Geduld verlieren und recht variantenreich spielen. Die derzeit erhältlichen Geräte haben nach anfänglichen Unzulänglichkeiten ihrer Vorgänger einen bemerkenswerten technischen Stand erreicht, der in erster Linie durch die hohe Integrationsdichte der verwendeten Halbleiter-Chips ermöglicht wurde. Durch die damit verbundene Verbesserung des Schachprogramms sind sie einem durchschnittlichen Spieler durchaus ebenbürtig, bei den höheren Spielstärken teilweise sogar überlegen geworden. Gegenwärtig werden in Deutschland fünf verschiedene Schachcomputer von drei Herstellerfirmen angeboten (*Tabelle 1*). Obwohl alle fünf Geräte mit leistungsfähigen Mikroprozessoren ausgerüstet sind und auch ausnahmslos Spezialzüge wie „Rochade", „En Passant" und die Umwandlung des Bauern in eine Dame vornehmen, bestehen mitunter erhebliche Unterschiede in der Spielstärke, was durch das verwendete Schachprogramm bedingt ist. Durch einen Zufallsgenerator, mit dem alle Schachcomputer bis auf den „Chess Challenger 3" bestückt sind, ergeben sich immer wieder neue Spielvarianten, da in der gleichen Situation nicht immer derselbe Zug ausgeführt wird.

Als Alternative zum regulären Spielverlauf bieten alle fünf Schachcomputer die Möglichkeit, bestimmte Spielsituationen zur Lösung spezieller Schachprobleme einzugeben, wie z. B. „Matt in zwei Zügen" sowie ein Telefon-Schachspiel oder eine Briefschach-Analyse.

Chess Challenger 10

Der Vorgänger dieses Schachcomputers, „Chess Challenger 3", war mit seinen geringen Abmessungen von nur 34 cm x 21 cm x 3 cm bei einem Gewicht von 1240 g (ohne Netzteil) der erste für den privaten Gebrauch geeignete Schachcomputer. Eine ausführliche Beschreibung dieses auch „Senior Chess Challenger" genannten Gerätes erfolgte bereits in FUNKSCHAU 1978, Heft 21, S. 1045, so daß an dieser Stelle von weiteren Angaben abgesehen werden kann.

Bild 1. Seit Herbst 1978 ist der Chess Challenger 10 als verbesserte Version des Chess Challenger 3 erhältlich

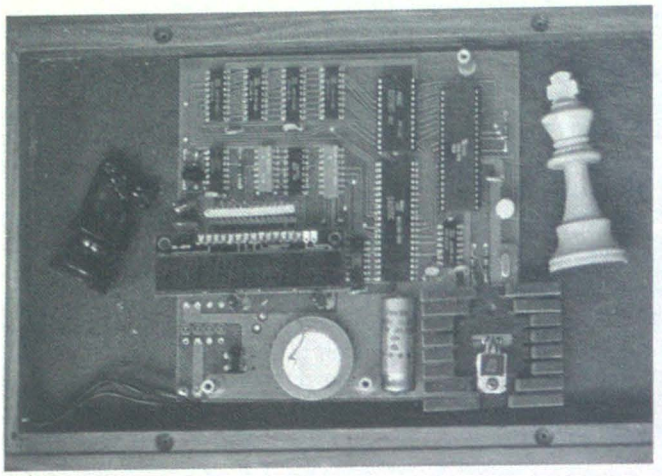


Bild 3. Der Chess Champion MK 1 gehört zu den preiswerteren Schachcomputern

◀ Bild 2. Innenleben des Chess Challenger 10

Verfügte der „Chess Challenger 3" nur über drei einstellbare Spielstärken, so besitzt die seit dem Herbst 1978 erhältliche verbesserte Version „Chess Challenger 10" (*Bild 1*) insgesamt 10 Programmstufen mit 6 Spielstärken und 4 Analysearten. Die durchschnittlichen „Denkpausen" des Gerätes betragen 5 s (Stufe 1), 15 s (Stufe 2), 35 s (Stufe 3), 80 s (Stufe 4), 140 s (Stufe 5) und 3 min (Stufe 10).

Im Verlauf des Spiels kann die Spielstärke jederzeit geändert und eine Überprüfung der Stellung sämtlicher Figuren vorgenommen werden. Durch Eliminierung oder Umstellung der Schachfiguren kann jede beliebige Mittel- oder Endspielsituation eingegeben und in den vier Analysestufen durchgespielt werden. Aufgrund der Bestükkung mit einem Mikroprozessor des Typs Z 80A (*Bild 2*) besitzt der „Chess Challenger 10" im Mittelspiel einen großen Einfallsreichtum, wobei er pro Zug bis zu 3 024 000 Stellungen analysiert.

Chess Champion MK I

Dieser von vielen Kaufhäusern angebotene Schachcomputer „Chess Champion MK I" (*Bild 3*) wird leider nur mittleren Ansprüchen gerecht, weist jedoch von allen Schachcomputern das beste Preis/Leistungsverhältnis auf. Das Gerät verfügt über 6 Programmstufen, die sich in 4 Spielstufen mit unterschiedlichem Schwierigkeitsgrad und 2 Analysestufen einteilen lassen. Während des Spiels läßt sich die Spielstärke ändern, und auch die Überprüfung der Stellung aller Schachfiguren ist möglich. Die mittleren Antwortzeiten des „Chess Champion MK I" sind 1 s, 15...20 s, 15 s...15 min und 20 s...15 min (je nach Stufe). In Stufe 6 (Analyse-Briefschach) dauert es jedoch unter Umständen 2 Tage, bis der Gegenzug auf der vierstelligen LED-Anzeige erscheint.

Wesentliche Nachteile des „Chess Champion MK I" bestehen darin, daß er nur mit den schwarzen Figuren spielt und nicht nur erlaubte, sondern auch regelwidrige Züge akzeptiert. Obwohl er damit nicht die Ansprüche guter Schachspieler erfüllt, ist er dennoch für Anfänger und Fortgeschrittene als Lernhilfe geeignet.

Tabelle 1: Derzeit erhältliche Schachcomputer

Merkmal	*BORIS*	*Chess Challenger 10*	*Chess Champion MKI*	*Compu Chess II*
spielt schwarz oder weiß	ja	ja	nein (nur schwarz)	ja
spielt gegen sich selbst	ja	nein	nein	nein
Seitenwechsel während der Partie möglich	ja	nein	nein	nein
Figurenanzeige in Symboldarstellung	ja	nein	nein	nein
Anzeige von Alternativzügen	ja	nein	nein	nein
alphanumerische Anzeige (Kommentar)	ja	nein	nein	nein
Anzahl der Programmstufen	>100	10	6	6
Anzahl der für beide Seiten „vorausgedachten" Züge	4	3	3	3
einfache Fehlerkorrektur	ja	nein	nein	nein
automatische Bauernbeförderung	ja	ja	nein (manuell)	nein (manuell)
automatische Rochade	ja	ja	nein (manuell)	nein (manuell)
automatisches „En Passant"	ja	ja	nein (manuell)	nein (manuell)
„Springerspiel" möglich	nein	nein	nein	ja
„Amazonenkönigin" möglich	nein	nein	nein	ja
mitgeliefertes Schachspiel	ja	ja	nein	nein
Preis (Stand 15.2.1979) ca.	898 DM	698 DM	248 DM	ca. 600 DM

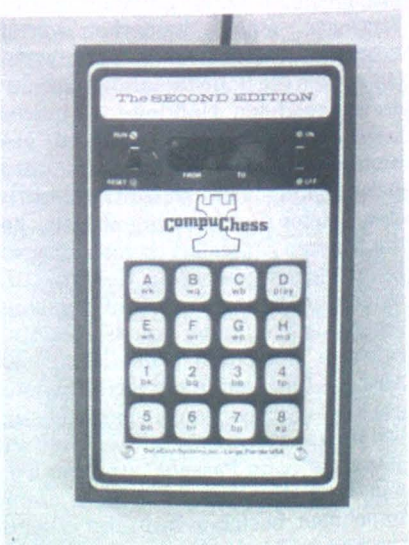


Bild 4. Der CompuChess II ist eine Weiterentwicklung des Chess Champion MK 1

CompuChess II

Der seit kurzer Zeit erhältliche „CompuChess II" (*Bild 4*) stellt die verbesserte Version des „Chess Champion MK I" dar. Das Gerät spielt sowohl mit den schwarzen als auch mit den weißen Figuren und weist etwas kürzere Antwortzeiten auf. Für den Gegenzug benötigt der „CompuChess II" nunmehr 1 s (Stufe 1), ca. 7 s (Stufe 2) und 10 s bis 9 min (Stufe 3 und Stufe 4). Als Novität beherrscht das Gerät auch die Spielarten „Springerspiel" und Amazonenkönigin". Beim „Springerspiel" werden Dame, Läufer und Türme durch Springer ersetzt, so daß jede Partei über 8 Bauern, einen König und 7 Springer verfügt. Bei der Spielart „Amazonenkönigin" können die beiden Damen wahlweise auch wie Springer ziehen.

Trotz dieser zusätzlichen Spielvarianten, über die sonst keiner der getesteten Schachcomputer verfügt, wird der „CompuChess II" jedoch den Ansprüchen überdurchschnittlicher Schachspieler nicht gerecht, weil er wie sein Vorgänger „Chess Champion MK I" ebenfalls regelwidrige Züge akzeptiert. Da für knappe 100 DM mehr der wesentlich besser spielende „Chess Challenger 10" erhältlich ist, kann der Kauf des „ChompuChess II" nicht empfohlen werden.

BORIS

Seit Dezember 1978 gibt es auch in Deutschland den nach Expertenmeinung gegenwärtig leistungsfähigsten Schachcomputer „BORIS" (*Bild 5*). Einem internationalen Bewertungssystem zufolge, nach dem z. B. Bobby Fischer 2800 Punkte hätte, ein Großmeister 2500 bis 2700, Internationale Meister bis 2300 und starke Clubspieler bis zu 1800 Punkte aufweisen, bringt es „BORIS" auf respektable 1600 Punkte.

„BORIS" spielt wahlweise die weißen oder schwarzen Figuren oder sogar gegen sich selbst, wodurch er dem menschlichen Gegenspieler aus einer bedrohlichen Situation heraushelfen kann. Mittels einer programmierbaren Uhrenschaltung für die Einstellung beliebiger Antwortzeiten zwischen 1 s und 100 Std. ergeben sich mehrere unterschiedliche Spielstärken. Der Schachcomputer kann bis zu vier Züge für beide Seiten im voraus „denken" und vermittelt seinem Gegenspieler Kenntnis über die von ihm verfolgte Strategie durch Anzeige auch der von ihm erwogenen, jedoch nicht durchgeführten Spielzüge.

Bild 5. Nicht gerade billig, aber stark im Spiel: Der Schachcomputer BORIS

Eine Besonderheit stellen 80 verschiedene Kommentare dar, die gelegentlich auf der achtstelligen alphanumerischen Anzeige in Laufschrift angezeigt werden, wie z. B. „IS THIS A TRAP?", „I EXPECTED THAT", „MATERIALIST" u. a.. Weitere Eigenschaften des in einem geschmackvollen handpolierten Edelholzgehäuse zusammen mit den Schachfiguren und einem zusammenfaltbaren Schachbrett untergebrachten, leicht bedienbaren Schachcomputers sind: Rücknahme des letzten Spielzuges, Änderung der Spielstärke während des Spiels, Symbolanzeige der Stellung sämtlicher Figuren, programmierbare Figurenaufstellung für die Analyse von Schachproblemen und Lösung von Mattsituationen in zwei Zügen.

Einblick in die von „BORIS" verfolgte Strategie vermittelt die gegen einen Durchschnittsspieler durchgeführte Schachpartie in *Tabelle 2*, wobei die mittlere Antwortzeit 30 Sekunden betrug.

Zur Befriedigung der Neugier, welcher Mikroprozessor und welche periphere Beschaltung, insbesondere zur Speicherung der diversen Kommentare, bei „BORIS" zum Einsatz gelangte, wurde das Gerät geöffnet. Doch welche Überraschung! Statt des erwarteten Mikroprozessors Z 80, 8080, 8085 oder F8 kam die kundenspezifische Schaltung AMI 7839 SAA zum Vorschein.

Tabelle 2. Typischer Spielverlauf mit BORIS

Antwortzeit 30 s			
Zug-Nr.	*Kommentar*	*BORIS (weiß)*	*Mensch (schwarz)*
	BORIS AWAITS YOUR MOVE		
1		E2–E4	G8–F6
2		D2–D3	D7–D5
3		F2–F3	B8–C6
4	UNLEASHING THE ATTACK	C2–C3	A7–A5
5		B1–A3	B7–B6
6		D1–A4	C8–D7
7		A4–B5	E7–E6
8		E4xD5	E6xD5
9		G2–G4	F8xA3
10		B2xA3	C6–D4
11		B5–B2	F6xG4
12		C3xD4	D8–H4 +
13		E1–D2	G4–F2
14		F1–G2	F2xH1
15	WHY DO YOU DO THAT?	G2xH1	H4xH2 +
16		G1–E2	H2xH1
17		B2–C3	E8–C8 ≙ 0–0–0
18		F3–F4	H1–F3
19	WHERE DID I GO WRONG?	D2–E1	D7–H3
20		A1–B1	D8–E8
21		B1–B2	F3–F1 +
22	THIS NEEDS CARE CONGRATULATIONS	E1–D2	F1–E2 ∓

Zeichenerklärung:

~	ziehe Figur von ... nach ...	+	Schach
x	schlage Figur	∓	Schachmatt
		0–0–0	lange Rochade

Vergleich der Schachcomputer

Zur Feststellung der tatsächlichen Spielstärke aller derzeit erhältlichen Schachcomputer wurde ein kleines

Computer-Schachturnier ausgetragen. Die ersten Spiele bestritt „BORIS" gegen den „Chess Champion MK I". Da „BORIS" sämtliche Zweikämpfe gewann, wurde sein Gegner für die Endrunde nicht berücksichtigt.

Bei den anschließend durchgeführten Spielen zwischen dem „Chess Challenger 10" und dem „ChompuChess II" zeigte sich der „Chess Challenger 10" seinem Gegner ebenfalls weit überlegen, so daß sich der „CompuChess II" für die Teilnahme an der Endrunde nicht qualifizieren konnte.

Waren „Chess Champion MK I" und „CompuChess II" für „Chess Challenger 10" und „BORIS" noch keine ernstzunehmenden Gegner, so lieferten sich die beiden letztgenannten Schachcomputer teilweise spannende Duelle.

Die „BORIS"-Zeitschaltung wurde vorher wiederum zur Gewährleistung der Chancengleichheit auf die den unterschiedlichen Spielstärken des „Chess Challenger 10" zugeordneten mittleren Antwortzeiten eingestellt. Da diese jedoch vom „Chess Challenger 10" im weiteren Verlauf des Turniers häufig überschritten wurden, ließ sich ein echter Vergleich der Leistungsfähigkeit beider Schachcomputer nicht durchführen.

Entsprechend der Struktur des Schachprogramms spielt der „Chess Challenger 10" in der Eröffnungsphase recht einfallslos, benötigt dafür allerdings auch nur kurze „Denkpausen", so daß er die zur Verfügung stehende Antwortzeit nicht ausnutzt. In der Mittelphase der Schachpartie spielt der Chess Challenger 10 „ideenreich" und greift bevorzugt mit vielen Figuren meist vom Rand des Schachbretts aus an, wobei er beim Ausschalten der gegnerischen Figuren den Schutz der eigenen nicht vernachlässigt. Der Chess Challenger 10 benötigt in dieser Spielphase viel Zeit und überschreitet häufig die angegebene mittlere Antwortzeit.

Bei den niedrigen Spielstärken reagiert der Chess Challenger 10 im Endspiel teilweise enttäuschend schwach, arbeitet jedoch bei den Programmstufen 4, 5 und 10 zielstrebiger auf das Matt hin, wofür er jedoch auch wieder mehr Zeit benötigt.

Auf die Spielstärke von „BORIS" wirkt sich die genaue Einhaltung der Antwortzeiten negativ aus, da er für die Entwicklung einer guten Strategie oftmals nicht genügend Zeit hat. Während „BORIS" nur einen bis zu diesem Zeitpunkt ermittelten Gegenzug ausführen kann, erscheint die Antwort des „Chess Challenger 10" erst dann auf der Anzeige, wenn er sämtliche durch das Schachprogramm vorgeschriebenen Stellungsanalysen abgeschlossen hat. Die zur Verfügung stehende mittlere Antwortzeit wird dadurch oftmals überschritten.

Dieser Unterschied zwischen den Schachprogrammen von „BORIS" und „Chess Challenger 10" wirkte sich beim Schachturnier nachteilig für „BORIS" aus. Bei den kurzen Antwortzeiten bis ca. 35 s erwies sich „BORIS" dennoch dem „Chess Challenger 10" als ebenbürtig und war bei sehr kurzen Antwortzeiten (Blitzschach) seinem Gegner sogar überlegen.

Das Turnier wurde beendet durch Schachpartien mit der höchsten Spielstärke, wobei der „Chess Challenger 10" auf Programmstufe 10 (mittlere Antwortzeit 3 min) und „BORIS" jeweils auf die vom „Chess Challenger 10" tatsächlich benötigte Antwortzeit (2,5 bis ca. 8 min) eingestellt wurde.

Auf die Spielstärke von „BORIS" wirkte sich diese Maßnahme derart vorteilhaft aus, daß er nunmehr die meisten Spiele zu seinen Gunsten entscheiden konnte.

Als Fazit des Schachturniers kann festgestellt werden, daß ein Leistungsvergleich der beiden Schachcomputer nicht möglich ist, weil die von ihnen verwendeten Schachprogramme voneinander abweichende Strukturen aufweisen, wodurch die Geräte nach unterschiedlichen Strategien vorgehen.

Da „BORIS" und „Chess Challenger 10" den anderen Schachcomputern weit überlegen sind, können sie Freunden des Schachspiels für die Bereitung vieler schöner Stunden sehr empfohlen werden. Die Entwicklung von Schachcomputern mit höherer Leistungsfähigkeit ist sicherlich möglich, sie wird jedoch noch einige Zeit in Anspruch nehmen.

Ein Software-Tondecoder

Tondecoder sind Schaltungen, die das Vorhandensein eines Tones bestimmter Frequenz erkennen. Für diesen Zweck sind zwar preisgünstige PLL-ICs auf dem Markt, es ist aber dennoch reizvoll, eine solche Tonerkennung rein auf Software-Basis durchzuführen.

Das Programm (*Bild 1*) wurde für den Mikrocomputer KIM-1 mit der CPU 6502 geschrieben, auf den sich auch die Adresse des I/O-Ports (PB 3) bezieht, an dem die zu prüfende Frequenz anliegt. Die Startadresse des Beispiel-Programms ist 0000.

Die Software-Tondecodierung besitzt einige deutliche Vorteile gegenüber herkömmlichen Hardware-Lösungen. So ist etwa die „Resonanzfrequenz" ebenso stabil wie der für die Mikrocomputer-Taktsteuerung verwendete Quarz; Frequenz und Bandbreite lassen sich in weiten Grenzen beliebig wählen, und der Zeitraum, der für das Decodieren eines Tones erforderlich ist, ist stets nur gerade so groß, wie es die programmierte Bandbreite erfordert.

Bild 2 macht die Arbeitsweise des Programms deutlich. Es wartet zunächst auf eine negative Flanke der Eingangsfrequenz; tritt eine solche innerhalb einer Periodendauer der Sollfrequenz nicht auf, so wird das Programm trotzdem fortgesetzt, um nicht „hängenzubleiben".

Dann wird nach einem Viertel der Soll-Periodendauer der Zustand des Eingangs abgefragt. Bei der richtigen Frequenz muß er noch Null sein, andernfalls erfolgt sofort ein Rücksprung.

Anschließend wird nun um eine halbe Soll-Periodendauer verzögert. Bei der richtigen Frequenz muß der Zustand des Eingangs dann 1 sein. Nach einer weiteren halben Periodendauer wird überprüft, ob der Eingang mittlerweile Null ist, und das Spiel wiederholt sich so oft, bis eine vorher programmierte Zahl von Perioden der Sollfrequenz durchlaufen ist. Entspricht der Zustand des Eingangs nun immer noch der „Vorhersage" des Mikrocomputers, so handelt es sich um die richtige Frequenz.

```
TONDECODER-UNTERPROGRAMM
0040 A0 2D      LDY #2D
0042 A9 08      LDA #08
0044 88         DEY
0045 F0 06      BEQ 004D
0047 2C 02 17   BIT 1702
004A F0 F8      BEQ 0044
004C 88         DEY
004D F0 05      BEQ 0054
004F 2C 02 17   BIT 1702
0052 D0 F8      BNE 004C
0054 A0 05      LDY #05
0056 A2 16      LDX #16
0058 CA         DEX
0059 D0 FD      BNE 0058
005B 2C 02 17   BIT 1702
005E D0 0F      BNE 006F
0060 A2 2D      LDX #2D
0062 CA         DEX
0063 D0 FD      BNE 0062
0065 2C 02 17   BIT 1702
0068 F0 05      BEQ 006F
006A A2 2D      LDX #2D
006C 88         DEY
006D D0 E9      BNE 0058
006F 98         TYA
0070 60         RTS
BEISPIEL: EINSCHALTEN DES
KIM-DISPLAY BEI DER SOLL-
FREQUENZ
0000 20 40 00   JSR 0040
0003 D0 03      BNE 0008
0005 20 1F 1F   JSR 1F1F
0008 4C 00 00   JMP 0000
```

Bild 1. 6502-Maschinenprogramm zur Tondecodierung

Die Bandbreite (B), innerhalb der ein Ton richtig erkannt wird, läßt sich mit der Zahl der überprüften Perioden (M) frei wählen. Bezeichnet man die Sollfrequenz mit f_o, so gilt die Beziehung

$$M = \frac{f_o}{2\,B}.$$

Da M (Adresse 0055) die hexadezimalen Werte 01...00 annehmen kann – 00 wird hier als dezimal 256 interpretiert –, ist die Güte (f_o/B) zwischen 2 und 512 frei wählbar. Bei einer Sollfrequenz von 1 kHz läßt sich daher eine Bandbreite von 2...500 Hz erzielen.

Die Frequenz wird mit den beiden hexadezimalen Variablen a (0057) und b (0061, 006B, 0041) festgelegt, die sich folgendermaßen errechnen:

$$a = \frac{1}{5}\left(\frac{10^6}{4\,f_o} - 7\right) \qquad b = \frac{1}{5}\left(\frac{10^6}{2\,f_o} - 9\right)$$

f_o kann dabei etwa zwischen 400 Hz und 30 kHz liegen (µP-Taktfrequenz: 1 MHz). Die Dimensionierung in der Programmauflistung erfolgte für eine Sollfrequenz von 2125 Hz und eine Bandbreite von rund 210 Hz. Die Decodierzeit ist von der Differenz zwischen der anliegenden und der Soll-Frequenz abhängig und beträgt maximal, d. h., wenn beide Frequenzen übereinstimmen, etwa

$$T = \frac{M + 2}{f_o}.$$

In unserem Beispiel ergibt sich ein Wert von etwa 3,3 ms. Es ist leicht einzusehen, daß die Decodierzeit der Bandbreite etwa umgekehrt proportional ist.

Bei der Rückkehr aus dem Unterprogramm sind Akku und Y-Register Null, wenn die richtige Frequenz erkannt wurde, und das Z-Flag im Status-Register ist 1. Das X-Register enthält dann den Wert b. Wurde nicht die Sollfrequenz decodiert, so ist das Z-Flag Null; der Akku und das Y-Register enthalten dann die Anzahl der Zyklen, die für ein richtiges Dekodieren noch gefehlt hatten. Damit ist auch eine Aussage darüber möglich, wie weit die Frequenz am Eingang vom Sollwert abweicht. Der Inhalt des X-Registers ist Null.

Das beschriebene Prinzip der Tondecodierung durch periodisches Abtasten wird auch als Sample-Methode bezeichnet. Zwei kleine, meist allerdings vernachlässigbare Nachteile des Prinzips sollen nicht verschwiegen werden: Der für ein richtiges Decodieren erforderliche Störabstand beträgt rund 6...10 dB, bezogen auf weißes Rauschen. Die Mikrocomputer-Tonerkennung ist damit guten PLL-Schaltungen um rund 6 dB unterlegen, was aber nur in Ausnahmefällen eine Rolle spielt. Den zweiten Nachteil hat die beschriebene Methode mit PLL-Schaltungen gemeinsam: Es gibt mehrere Frequenzen, die zu einem Ansprechen des Decoders führen können. So spricht das Sample-Prinzip auch auf 5 f_o, 9 f_o, 13 f_o usw. an, allerdings mit herabgesetzter Empfindlichkeit und Bandbreite. Im Gegensatz zur PLL werden jedoch keine „Subharmonischen" ausgewertet, Frequenzen also, deren Oberwellen zufällig die Sollfrequenz ergeben.

Selbstverständlich wird am Eingang des Mikrocomputers eine saubere Rechteckspannung mit möglichst symmetrischem Tastverhältnis benötigt. *Bild 3* zeigt eine geeignete Schaltung zur Aufbereitung von Eingangssignalen ab einigen mV.

Herwig Feichtinger

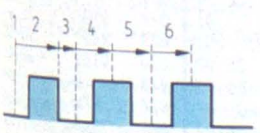


Bild 2. Prinzip der periodischen Abtastung. 1 = Programmstart, 2 = Warten bis zur nächsten negativen Flanke, 3 = Verzögerung um 0,25 Perioden, 4...6 = Verzögerung um je eine halbe Periode

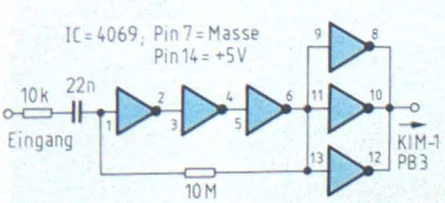


Bild 3. Einfache Vorverstärkerschaltung

Keine weitere Datenverarbeitungs-Produktförderung

Mit dem Jahr 1978 lief das dritte Datenverarbeitungs-Förderungsprogramm der Bundesregierung aus. Von den 3,2 Mrd. DM an Förderungsmitteln hatte Siemens allein schon immerhin 1 Mrd. erhalten, womit nicht nur 4000 neue Arbeitsplätze geschaffen werden konnten, sondern sich Siemens auch einen Marktanteil von etwa 20 % auf dem EDV-Markt verschaffte. Damit ist Siemens zumindest in der Bundesrepublik hinter dem Giganten IBM (60 % Marktanteil) auf dem zweiten Platz.

Wie Bundesforschungsminister Volker Hauff bei einer Besichtigung des Siemens-Werkes München-Perlach (Unternehmensbereich Daten- und Informationssysteme) ankündigte, will die Bundesregierung für die Produktentwicklung auf dem EDV-Gebiet nun keine Förderungsmittel mehr zur Verfügung stellen, weil der technologische Rückstand gegenüber den USA aufgeholt sei.

Sicher spielte bei der Verbesserung der deutschen Situation auch die deutsch-japanische Zusammenarbeit eine Rolle; während Siemens ein Großrechner-Programm von Fujitsu für Deutschland übernahm, zeigte umgekehrt Fujitsu großes Interesse an dem von Siemens entwickelten Laserdrukker, von dem bereits große Stückzahlen verkauft wurden.

Statt der Förderung der EDV-Produktentwicklung möchte die Bundesregierung jetzt lieber bessere „Umweltbedingungen" für die Industrie schaffen, z. B. durch Finanzierung von Datenverarbeitungs-Projekten im öffentlichen Bereich. HF

H. Becher

Nebenempfangsstellen schnell berechnet

Das nachfolgend aufgeführte Programm soll erläutern, wie durch das gezielte Eliminieren von unnötigen Operationen der Rechenablauf von langsam arbeitenden Taschenrechnern beschleunigt werden kann.

Entstehung und Berechnung von Nebenempfangsstellen sind bekannt und sollen hier nicht behandelt werden. Programme für Taschenrechner sind bereits veröffentlicht worden, z. B. für den Rechner TI 59 in FUNKSCHAU 1978, Heft 23, Seite 1171. Bei diesem Programm werden die Störfrequenzen

$$f_{stör} = \frac{n \cdot f_{osz} \pm f_{ZF}}{m} \qquad (1)$$

für alle Kombinationen von m und n berechnet und anschließend der Vergleich

$$f_u < f_{stör} < f_o$$

durchgeführt.

Für Berechnungen, wo einerseits die Grenzen f_u und f_o eng gewählt werden können und andererseits der Oszillatormultiplikationsfaktor n groß ist (z. B. für Funkgeräte im UHF-Bereich), führt der Rechner unnötig viele Berechnungen aus, was sich auf die schnelle Verfügbarkeit der Resultate negativ auswirkt.

In dem hier vorliegenden Programm, ausgelegt für die Rechner HP 67/97, werden nur die Störfrequenzen im interessierenden Bereich f_u bis f_o berechnet und angezeigt (*Bild 1*). Für jedes m wird deshalb zuerst das minimale n berechnet. Aus (1) folgt:

$$n_{min} = \text{int}\,\frac{m \cdot f_u - f_{ZF}}{f_{osz}} + 1 \qquad (2)$$

Die Berechnung erfolgt nun, wie das Listing in *Bild 2* zeigt, mit Formel (1),

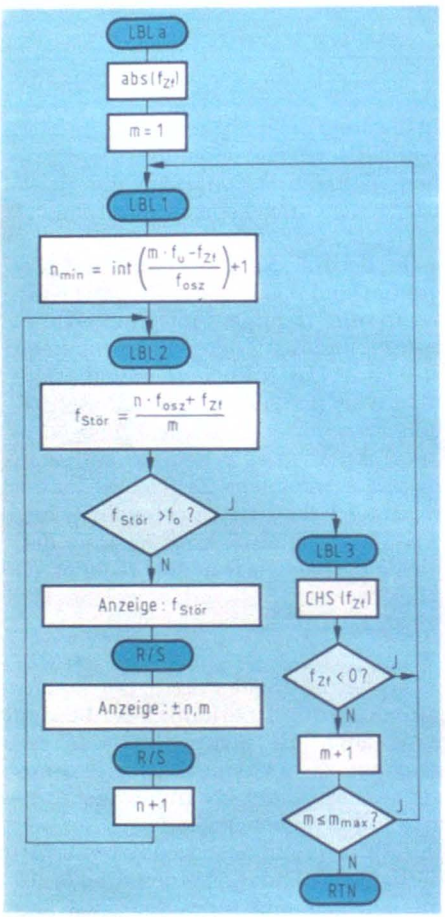


Bild 1. Flußdiagramm des Programms

und zwar mit $n = n_{min}, n_{min} + 1$, usw., solange bis f_o überschritten wird. (Eine Eingabe von n_{max} erübrigt sich deshalb ebenfalls).

Anschließend wird das Vorzeichen im Speicher f_{ZF} gewechselt, und es können mit den gleichen Formeln (2) und (1) die Störfrequenzen für $-f_{ZF}$ errechnet werden. Die Einsparung an Rechenzeit gegenüber konventionellen Programmen kann bis zu etwa 95 % betragen.

Die Rechenzeit kann durch geeignete Maßnahmen noch weiter verkürzt werden. Dazu wird aber eine größere Anzahl Speicherregister und Programmschritte benötigt. Das vorliegende Programm kann der Kürze wegen mit kleinen Anpassungen auch auf dem HP-65 verwendet werden.

Bedienung des Rechners

Schritt	Bedienung	Eingabe	Taste	Anzeige
1	Magnetkarte einlesen			0.000000
2	Oszillatorfrequenz eingeben	f_{osz}	A	f_{osz}
3	Zwischenfrequenz eingeben	f_{Zf}	B	f_{ZF}
4	Untere Grenzfrequenz eingeben	f_u	C	f_u
5	Obere Grenzfrequenz eingeben	f_o	D	f_o
6	Max. Eingangs-Harmonische	m_{max}	E	m_{max}
7	Rechnungsbeginn		fa	
8	Anzeige der Störfrequenz			$f_{stör}$
9	Abruf der Vervielfachungszahlen		R/S	$\pm n \cdot m$
10	Fortsetzung der Berechnung bei Schritt 8		R/S	
11	Ende der Berechnung			0.000000

```
001  *LBLA      21 11
002   STO1      35 01
003    R/S         51
004  *LBLB      21 12
005   STO2      35 02
006    R/S         51
007  *LBLC      21 13
008   STO3      35 03
009    R/S         51
010  *LBLD      21 14
011   STO4      35 04
012    R/S         51
013  *LBLE      21 15
014   STO5      35 05
015    R/S         51
016  *LBLa   21 16 11
017   DSP6     -63 06
018   RCL2      36 02
019    ABS      16 31
020   STO2      35 02
021      1         01
022   STO8      35 08
023  *LBL1      21 01
024   RCL8      36 08
025   RCL3      36 03
026      x        -35
027   RCL2      36 02
028      -        -45
029   RCL1      36 01
030      ÷        -24
031    INT      16 34
032      1         01
033      +        -55
034   STO7      35 07
035  *LBL2      21 02
036   RCL4      36 04
037   RCL7      36 07
038   RCL1      36 01
039      x        -35
040   RCL2      36 02
041      +        -55
042   RCL8      36 08
043      ÷        -24
044   X>Y?      16-34
045   GTO3      22 03
046    R/S         51
047   RCL7      36 07
048   RCL8      36 08
049    EEX        -23
050      6         06
051      ÷        -24
052      +        -55
053   RCL2      36 02
054   ENT↑       -21
055    ABS      16 31
056      ÷        -24
057      x        -35
058    R/S         51
059      1         01
060    ST+7   35-55 07
061   GTO2      22 02
062  *LBL3      21 03
063   RCL2      36 02
064    CHS        -22
065   STO2      35 02
066   X<0?      16-45
067   GTO1      22 01
068   RCL5      36 05
069   RCL8      36 08
070      1         01
071      +        -55
072   STO8      35 08
073   X≠Y?      16-35
074   GTO1      22 01
075      0         00
076    RTN         24
077    R/S         51
```

Bild 2. Programm für die Rechner HP-97 und HP-67

37

Prof. Walter Bruch

Von der Tonwalze zur Bildplatte

100 Jahre Ton- und Bildspeicherung

Es heißt wörtlich in der Patentschrift:

„Die Sender (gemeint sind die Aufnahmegeräte) werden auf der Bühne in zwei Serien eingeteilt, eine linke und eine rechte, und einer der beiden, beim Abonnenten befindlichen Empfangsapparate ist mit einem Sender der einen Serie, der andre mit einem Sender der zweiten Serie verbunden. Auf diese Weise kann der Hörer mit beiden Ohren die verschiedenen Laute verfolgen, und die Variationen in der Intonation, welche er mit beiden Ohren hört, entsprechen in der Tat den Bewegungen und Ortsveränderungen der Schauspieler auf der Bühne."

Der Erfinder war sich dabei des plastischen Hörens ganz genau bewußt, denn es heißt dort:

„Dieses doppelte Hören der durch verschiedene Apparate aufgenommenen und weitergegebenen Laute ist in bezug auf die erzielten Effekte analog demjenigen, was das Stereoskop für das Sehen ist."

Hätte man ein Tonband mit zwei Spuren oder eine entsprechende Schallplatte schon gehabt, dann wäre die Stereo-Aufzeichnung schon erfunden worden.

Um 1935 hatte Telefunken mit der Stereophonie experimentiert, allerdings nicht gerade sehr erfolgreich, wie ich mitbekommen habe [1]). In der Zeit, in der in Deutschland sicher die stereophonische Aufzeichnung realisiert worden wäre, tobte bei uns jedoch der Zweite Weltkrieg. Also mußten wir wieder eine Entwicklung den Amerikanern überlassen. Dort hatte man kurz vor Amerikas Eintritt in diesen Krieg gerade noch Zeit gefunden für eine interessante Vorführung [104]:

Welche Hälfte wurde tatsächlich gespielt?

Am 7. Mai 1941 trat die Acoustical Society of America in der Eastman-Musikhochschule und der Universität Rochester zu ihrer Jahresversammlung zusammen. Für die Vorführung der Bell-Laboratorien hatte an jenem Tage das Symphonieorchester von Rochester auf der Bühne des Eastman-Theaters Platz genommen. Hinter den Musikern waren drei riesige Lautsprecherboxen aufgebaut, die zu dem stereophonischen Wiedergabesystem des Experiments gehörten. Die anwesenden Akustiker, Physiker und Psychologen waren auf ein Konzert eingestellt. Da aber ging zu ihrer Überraschung, kurz bevor das Konzert begann, der Vorhang herunter.

Hinter dem Vorhang spielte das Orchester – für die Zuhörer unsichtbar – den ersten Satz einer Symphonie. Dann setzten die Musiker ihre Instrumente ab, und der zweite Satz wurde als Stereo-Aufnahme über die Lautsprecher ausgestrahlt. Die Wiedergabetreue der Aufnahme reichte von 26 bis 14 000 Hertz und bis zu Intensitäten von 120 Dezibel. Als die Musik verklungen war, hob sich der Vorhang, und ein Sprecher der Laboratorien eröffnete den versammelten Wissenschaftlern, daß man sie getäuscht hatte: Zwar sei eine Hälfte der Musik, die sie gehört hatten, von den Musikern auf der Bühne gespielt worden, doch sei die andere Hälfte eine Aufnahme gewesen. Dann stellt er die Frage: „Welche Hälfte wurde tatsächlich gespielt, und welche Hälfte kam von der Platte?"

Die Zuhörerschaft spaltete sich in zwei Lager. Die Hälfte der Hörer hob die Hand, um anzuzeigen, daß der erste Satz tatsächlich gespielt worden sei; die andere Hälfte bestand darauf, daß die Musiker den zweiten Satz gespielt hätten. Einer Generation, die nur die monaurale Schallplatte mit geringer Weidergabequalität kannte, war damit eindrucksvoll demonstriert worden, daß man durch die Kombination von Möglichkeiten einer hochentwickelten Elektroakustik mit wissenschaftlichen Kenntnissen über den Hörweg die Illusion einer Live-Aufnahme hervorrufen kann.

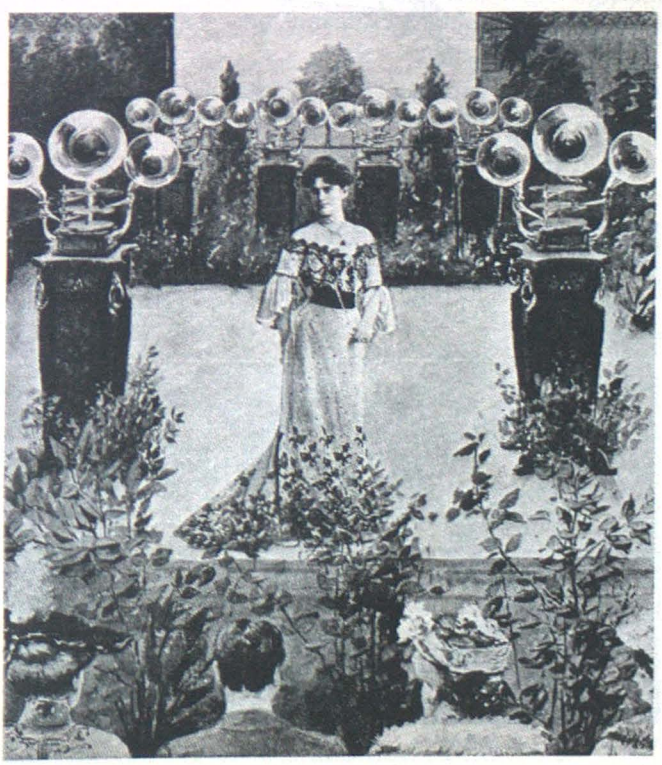


Bild 203. So stellte sich ein Witzbold um 1906 den Raumton von der Platte vor

[1]) Zu den ersten Erkenntnissen von Rayleigh mußte noch viel hinzugelernt werden, bis man verstand, wie Stereomusikaufnahmen optimal gemacht werden sollen. Als einführende Lektüre empfehle ich das Buch „Tonstudio-Technik" [103] des sehr erfahrenen Toningenieurs Johannes Webers, in dem auch auf weitere Literatur verwiesen wird.

Das war die echte Stereophonie.

Doch dazu waren auf der Platte zwei Kanäle notwendig. Solange man sie nicht hatte, behalf man sich mit einer zeitverschobenen zusätzlichen Abspielung derselben Aufzeichnung, allerdings nicht so, wie es um 1906 ein Witzbold gezeichnet hat *(Bild 203)*. Immer wieder kamen Plattenspieler auf, bei denen zwei mechanisch gekoppelte Schalldosen dieselbe Rille abtasten und den zweifach gewonnenen Schall auf denselben Trichter gaben. Nachteil dieser Einrichtung: Auf dem Weg zu den inneren Rillen verlängerte sich der Zeitabstand, wenn die Dosen mit konstantem Abstand dieselbe Rille abtasteten.

1925 brachte Küchenmeister sein „Ultraphon" auf den Markt, ein Gerät mit zwei Schalldosen und zwei Schallführungen, das sensationell angekündigt in beträchtlicher Stückzahl verkauft wurde (DRP 418 667). Ein gewollter Effekt wird hier durch zwei verschieden lange Tonarme und Schalleitungen verschiedener Dimensionierung und aus unterschiedlichem Material erzielt [105]. Die Konstruktion der Schalldosenführung zeigt *Bild 209*, ein Foto eines spielfähigen Geräts aus dem Besitz der Polydor International *Bild 205*.

Was man mit „Vorhall" und „Nachhall" – zur normalen Tonaufnahme für einen raumakustischen Effekt addiert – erreichen kann, hat damals (1925/1926) H. E. Hollmann in einer preisgekrönten Arbeit der Technischen Hochschule Darmstadt untersucht. Hollmann benutzte für die Schallveredlung bereits einen Magnetspeicher *(Bild 206)* Zur Erzeugung von pseudoraumakustischen Effekten wurde auch schon die zeitverschobene Abtastung derselben Rille mit zwei elektrischen Tonabnehmern patentiert *(Bild 207)* [106].

(Fortsetzung folgt)

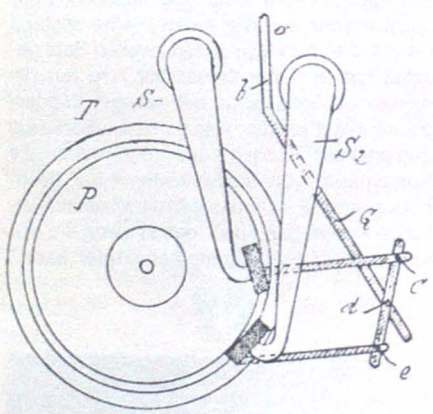


Bild 204. Schalldosenführung des Raumtongerätes „Ultraphon" von Küchenmeister (bei dieser Konstruktion blieb die Zeitverschiebung bei allen Rillen konstant)

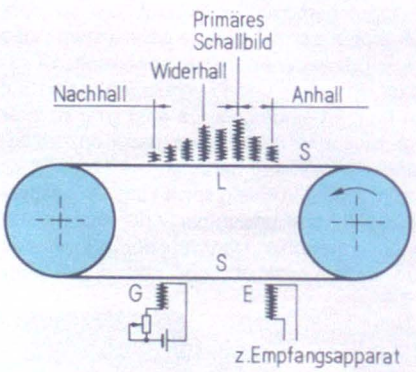


Bild 206. Ein Bild aus der Arbeit von H. E. Hollmann. Mit diesem umlaufenden Stahldraht erzeugte er zeitverschobene Vor- und Nachläufer für einkanalige Raumtoneffekte

Literatur

[90] *Steinhausen, H.-W.:* Phonographie und Normung. DIN-Mitt. 57, 1978, Nr. 5, S. 268...271.

[91] *Maxfield, J.P.:* US-Patent 1 637 082 vom 17. Januar 1925.

[92] *Weinheber, M.:* Hollywood – Himmel oder Hölle? Bremen 1938.

[93] *v. Zglinicki, F.:* Der Weg des Films. Berlin 1956.

[94] *Goldmark, P.; Edson, L.:* Maverick Inventor – My Turbulent Years at CBS. New York 1973.

[95] *Carson, B.R.; Burt, A.D.; Reiskind, H.I.:* A Record Changer and Record of Complementary Design. RCA Review 10, März 1949, S. 173...190.

[96] Der Telefunken-Sprecher 1970, Heft 51.

[97] Columbia Graphophone Company, London: Verfahren zum Aufzeichnen von Schallwellen auf Schallplatten. DRP 572 527 vom 20. April 1929.

[98] *Rhein, E.:* Grundpatent: DRP 966 210 vom 21. November 1942. Zusatzpatente: DRP 859 367, DRP 911 173, DRP 970 995, DRP 970 334, DRP 971 173

[99] *Redlich, H.; Schmacks, W.:* Die Apparatur zum Schneiden der Teldec-„Füllschrift"-Platten nach dem Rhein'schen Verfahren. Telefunken Zeitung 27, Heft 106, 1954, S. 223...229.

[100] Das Füllschrift-Verfahren. Ein neues, aussichtsreiches Aufnahmeprinzip. FUNKSCHAU 1950, Heft 15, S. 225...226.

[101] *Lübeck, H.:* Verfahren und Vorrichtung zum Aufzeichnen von Schallwellen auf Schallplatten. DRP 971 917 vom 20. Juni 1943.

[102] Audition Théatrales Téléphoniques. La Lumière Electrique Paris 1881, S. 375 und 391.

[103] *Webers, J.:* Tonstudiotechnik, 2. Aufl. München 1974, Franzis-Verlag.

[104] *Lapp, R. E., und Redaktion von Life:* Schall und Gehör. Time-Life International 1966.

[105] Das Ultraphon. Phonographische Zeitschrift 1925, S. 870 und 914.

[106] *Bristol, H. W.:* Multiple Sound Reproducing Apparatus. Amerik. Patent 1 468 455 und 1923.

Bild 205. Ein Ultraphon

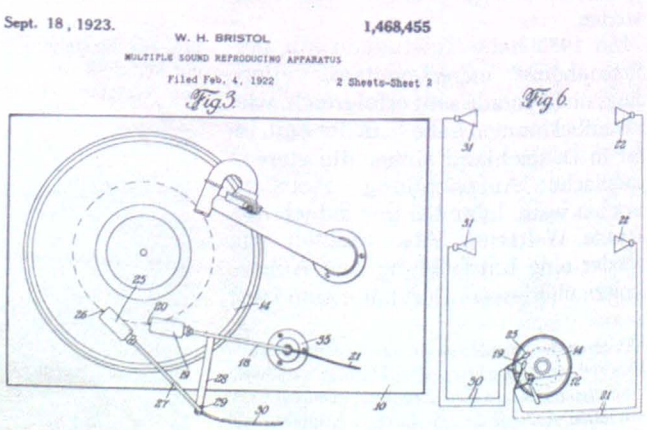


Bild 207. Zwei elektrische Tonabnehmer liefern nach diesem amerikanischen Patent zwei zeitlich verschobene Signale für den Raumton

Oswald Müller

Ein Miniatur-DCF-77-Empfänger

Das tragbare, batteriebetriebene Gerät empfängt den von der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt gesteuerten Langwellensender DCF 77 auf der Frequenz 77,5 kHz. Eine Decodierlogik verarbeitet die laufend während einer Minute übertragenen Zeitinformationen und zeigt die amtliche Zeit mittels verschiedenfarbiger LED im 1-2-4-8-Code an. Zusätzlich vermittelt eine akustische Hörkontrolle die Sekundentakte, eine Einrichtung, die besonders beim Starten von korrigierten Uhren eine wesentliche Hilfe darstellt.

Der Sender DCF 77 ist einer der vier europäischen Normalfrequenz- und Zeitzeichensender im Langwellenbereich, deren Aufgabe darin besteht, eine nach dem Stand der Technik hochgenaue Frequenz abzustrahlen und darüber hinaus die jeweilige amtliche Zeit zu verbreiten. Sowohl Trägerfrequenz als auch die Zeitmarken sind von primären Frequenzstandards (Atomuhren) mit einer relativen Unsicherheit von $\pm 1 \cdot 10^{-13}$ abgeleitet. Die Zeitmarken werden durch sekundliche Trägerabsenkungen dargestellt und variieren in der Dauer. Dies ist notwendig, weil die Zeitinformation sowie Datumsangabe im Binärcode erfolgt. Ein Sekundenimpuls von 100 ms bedeutet ein L-Signal und ein 200-ms-Impuls entsprechend ein H-Signal. Zur Erkennung eines Minutenbeginns wird der 59. Sekundentakt ausgelassen, der nachfolgende 60. Sekundentakt stellt also den Minutenbeginn dar. Über den weiteren Inhalt des übermittelten Codes soll hier nicht weiter gesprochen werden, da dieser in Veröffentlichungen (1; 2) schon ausführlich behandelt wurde.

Da normale Langwellenempfänger erst bei Frequenzen von 145 kHz beginnen, sind zum Empfang von Zeitzeichensender Spezialempfänger notwendig. Man hat zwar schon versucht, durch Frequenzverdopplung in den normalen Langwellenbereich zu kommen und die Zeitzeichen hörbar zu machen. Das Verfahren hat sich aber offensichtlich nicht richtig durchsetzen können, weil nur über eine schnelle Mitschrift des Binärcodes, Entschlüsselung und Rückrechnung der wahre Zeitstand zu ermitteln war. Denn ohne Decodierung und Sichtbarmachung der Zeitinformation durch irgendwelche Anzeigen ist es wenig sinnvoll, die Zeitzeichensender zu empfangen.

Der folgende Beitrag beschreibt nun einen Empfänger und Decoder mit Anzeige durch Leuchtdioden für den deutschen Sender DCF 77.

Ferritantenne und 77,5-kHz-Empfänger

Zum Empfang von Zeitzeichensendern im Längstwellenbereich eignen sich besonders magnetische Antennen mit hochpermeablen Ferritkernen. Mit Ferritantennen wird die magnetische Komponente der elektromagnetischen Welle empfangen, deren Wellenlänge in unserem Falle bei ca. 3800 m liegt und einer Frequenz von 77,5 kHz entspricht. Die induzierte Spannung hängt ab von der Frequenz, Windungszahl, Antennenfläche und magnetischen In-

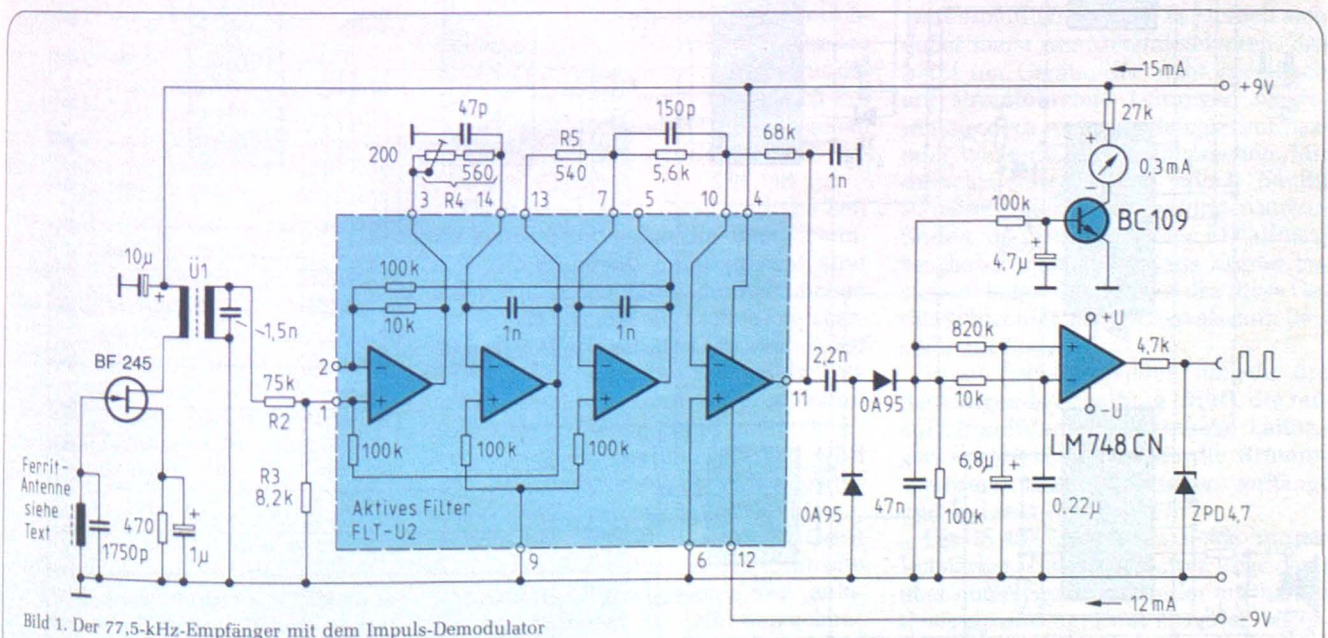


Bild 1. Der 77,5-kHz-Empfänger mit dem Impuls-Demodulator

duktion und multipliziert sich bei Abstimmung auf die Empfangsfrequenz noch um den Gütefaktor Q.

Um die Antenne der vorgesehenen Gerätegröße anzupassen, wurde ein Ferritstab mit den Abmessungen 56 x 13 x 5 mm gewählt. Mit zwei Lagen Cul-Draht der Stärke 0,35 mm ergab sich ein Induktivitätswert von ca. 2,4 mH. Damit war für einen Abgleich auf 77,5 kHz ein Kapazitätswert von etwa 1750 pF notwendig; der Resonanzwiderstand wurde zu 94 kΩ ermittelt, die Bandbreitenmessung ergab 1 kHz. Die Ausgangsspannung für den Sender DCF 77 in einem Abstand von ca. 100 km betrug 100 μV_{ss} bei 1 MΩ Abschluß. Leider konnte die Ferritantenne nicht im Gehäuse untergebracht werden, da die TTL-Logik und der Ton-Multivibrator der Abhörkontrolle zu starke Rückwirkungen ergaben. Auch mußte die Ferritantenne zur Vermeidung einer Schwingneigung mit einem Widerstand von 43 kΩ bedämpft werden, wodurch sich die Bandbreite auf 2,7 kHz erhöhte.

Der Empfangskanal für 77,5 kHz beginnt mit einer FET-Stufe mit abgestimmtem Übertrager. Darauf folgt ein Universalfilter-Verstärker vom Typ FLT-U2 der Fa. Datel Systems (Postfach 15 06 20, 8000 München 2). Dieser Baustein enthält vier Operationsverstärker, wovon einer ohne innere Verbindungen vorliegt. Mit wenigen äußeren Bauteilen lassen sich hiermit Filter 2. Ordnung verwirklichen, und zwar als Tief-, Hoch- oder Bandpaß. Für einen Bandpaß für die Empfangsfrequenz 77,5 kHz wird dieser Baustein nach *Bild 1* beschaltet. Während die Widerstände R 4 und R 5 die Resonanzfrequenz bestimmen, hat R 3 Einfluß auf die Filtergüte. Der vierte Operationsverstärker dient als normaler Verstärker mit $V_u \sim 12$ und liefert genügend Hf-Spannung für die anschließende Demodulation. Die Gesamtverstärkung beträgt etwa 5000 bei einer Bandbreite von 700 Hz.

Der Spitzenwertgleichrichter liefert eine positive Spannung mit sekundlichen Absenkungen durch die aufmodulierte Zeitinformation. Auf ihn folgen RC-Tiefpässe mit unterschiedlichen Zeitkonstanten. Für den Spannungskomparator LM 748 N dient die gleichgerichtete Trägerfrequenz-Spannung als Referenz, da das RC-Glied am nichtinvertierenden Eingang als Mittelwertbildner fungiert. Mit einer Grenzfrequenz von 0,03 Hz bzw. einer Zeitkonstante von ca. 5 s stellt sich ein Spannungswert von etwa 50...60 % der Gleichrichtspannung ein. Der invertierende Eingang des LM 748 N erhält über das RC-Glied mit der höheren Grenzfrequenz von 70 Hz bzw. einer Zeitkonstanten von 2 ms ebenfalls die Gleichrichtspannung, deren Impulsamplituden noch unter die Referenzspannung absinken. Im Zeitpunkt, wo beide Spannungen gleich groß sind, ändert sich die Ausgangsspannung des Komparators entsprechend der „slew rate" vom negativen zum positiven Maximalwert. Durch eine Z-Diode am Ausgang wird sowohl der negative Spannungswert unterdrückt als auch der Nutzpegel auf TTL-Wert gehalten. Über einen dritten RC-Tiefpaß gelangt das Zeitsignal noch zu einer Transistorstufe mit einem µA-Meßinstrument im Kollektorkreis. Die Instrumentenanzeige beginnt bei etwa 50 μV_{eff} Eingangsspannung und erreicht 50 % Vollausschlag bei ca. 100 μV_{eff}. Empfänger und Decodierer funktionieren noch bis zu Eingangsspannungen von 5...10 μV_{eff} (z. B. außerhalb von Gebäuden im Stadtgebiet von Zürich).

Zeitinformations-Decoder

Die vom 77,5-kHz-Schmalbandempfänger gelieferte Zeitinformation in Form von TTL-Impulsen unterschiedli-

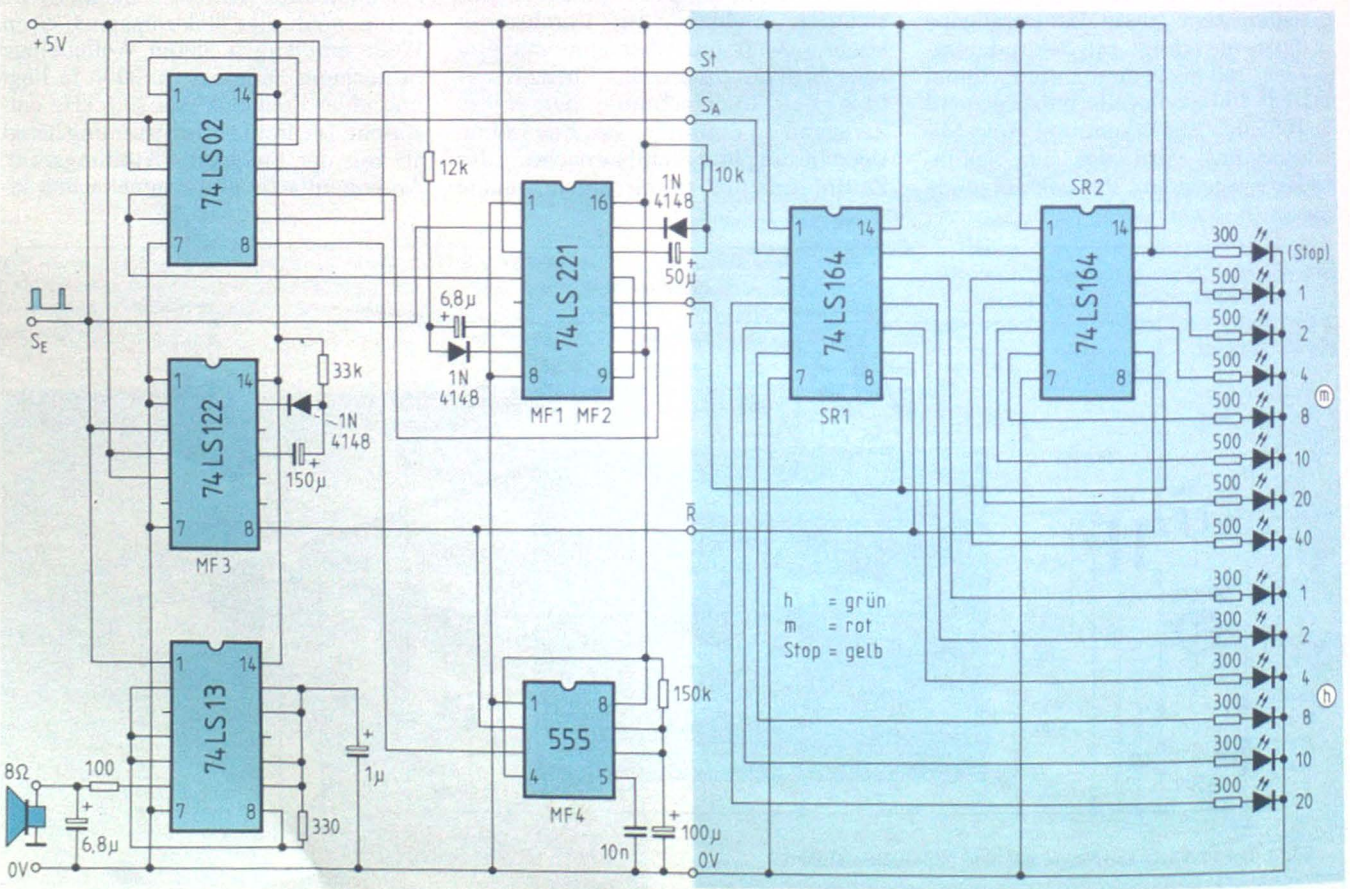


Bild 2. Decoder und binäre Anzeige der Zeitinformation

cher Dauer wird in einer Logikschaltung nach *Bild 2* weiterverarbeitet und zur Anzeige gebracht. Dazu ist eine Unterscheidung zwischen L- und H-Impulsen und ein Erkennen des Minutenbeginns erforderlich. Mit einer schon oft angewandten Methode [3; 4] wird durch das positiv flankengetriggerte Monoflop MF 1 mit der Impulsdauer von 150 ms immer nur dann ein Ausgangsimpuls von 50 ms Länge am UND-Gatter (S_A) auftreten, wenn der Eingangsimpuls an diesem Gatter ein H-Impuls war. Schaltungstechnisch wird hierbei das UND-Gatter aus drei NOR-Gattern gebildet. Der Q-Ausgang von MF 1 triggert ein weiteres Monoflop MF 2, dessen $\overline{Q}$-Ausgang jede Sekunde einen Taktimpuls von 25 ms Dauer als Schiebetakte für die Schieberegister SR 1 und SR 2 liefert. Gleichzeitig mit MF 1 wird auch das Monoflop MF 3 getriggert, dessen Q-Ausgangsimpuls 1,5 s lang ist. Da es ein wieder triggerbarer Typ ist, bleibt sein Q-Ausgang so lange auf H, bis in der 59. Sekunde durch das Ausbleiben dieses Sekundentaktes der Q-Ausgang nach 1,5 s auf L geht. Das hat zur Folge, daß das Monoflop MF 4 getriggert wird und die beiden Schieberegister SR_1 und SR_2 den Resetbefehl erhalten. Alle 8 bzw. 16 Ausgänge (Q_A...Q_H) liegen jetzt auf L-Potential und die Leuchtdioden sind dunkel.

Das Monoflop MF 4 sperrt über ein NOR-Gatter die Taktimpulse für ca. 19 s. Denn mit der 20. Sekunde beginnt die Zeitinformation, zuerst die Minutenzahl mit 7 bit und einem Prüfbit, dann die Stundenzahl mit 6 plus 1 Prüfbit. Da der 20. Takt immer ein 200-ms-Impuls ist, also ein H-Signal, erscheint dieser nach dem Durchschieben durch beide Schieberegister nach 16 s am Ausgang Q_H ebenfalls als H-Pegel. Dieses H-Signal bewirkt nun über das NOR-Gatter eine Sperrung des Taktmonoflops MF 2; gleichzeitig leuchtet eine Leuchtdiode (gelb) auf und signalisiert das Ende des „Einlesens" der Zeitinformation. Je nach der augenblicklichen Zeit leuchten nun die einzelnen LEDs auf, wobei zu bemerken ist, daß die Minutenanzeige (LED = rot) n+1 bedeutet, also die nächstfolgende Minutenzahl angibt. Dasselbe gilt für die Stunden (LED = grün), wenn die 59. Minute erreicht ist.

Bis zum Löschbefehl durch die neue Minutenkennung sind nun noch 24 s Zeit für Korrekturen und Einstellungen an Quarz- oder anderen Präzisionszeitmessern vorhanden. Zum genauen Start dieser Uhren dient die akustische Hörkontrolle mittels eines Multivibrators, gebildet aus einem Schmitt-Trigger und einem RC-Glied. Seine Ausgangsimpulse von ca. 1 kHz werden über ein von den Sekundentakten geöffnetes UND-Gatter im IC 7413 dem Kleinstlautsprecher zugeführt.

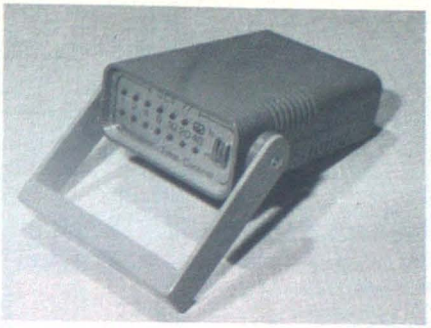


Bild 3. Das Gerät des Verfassers. Der Griff enthält die Ferritantenne. Die obere LED-Reihe zeigt die Stundenzahl, die untere die Minuten an. Die eingerahmte LED zeigt an, wenn ein Zeitcode vollständig empfangen wurde

Einsatzmöglichkeiten

Die Kenntnis der Uhrzeit ist eine der am häufigsten benötigten Information im täglichen Leben. Bahn, Schiff und Flugzeug sind auf genaue und über große räumliche Distanz hinaus übereinstimmende Zeitangaben angewiesen. Orientierungshilfe geben öffentliche Normaluhren, Uhrenanlagen auf Flughäfen und Bahnhöfen, der Rundfunk und das Fernsehen sowie die Telefonzeitansagen der Post. Die Steigerung der Ganggenauigkeit von elektrischen und elektronischen Uhren, seien es nun Tisch-, Wand-, Auto- oder Armbanduhren, auf Werte von wenigen Sekunden Abweichung im Monat wäre ein unnötiger Fortschritt, wenn nicht auch der Stand der betreffenden Uhren so genau wie möglich der amtlichen Zeit entspräche.

Dazu ist es nötig, diese amtliche Zeit zu kennen und wenn die obengenannten „Zeitquellen" nicht präsent sind oder, wie in den Fällen der Zeitzeichen im Rundfunk und Fernsehen, zu spärlich erscheinen, so ist es von Vorteil, auf die Aussendungen des Senders DCF 77 zurückgreifen zu können. Seine Zeitinformationen stehen „rund um die Uhr" zur Verfügung, und neuerdings wird der Sender höchstens bei starkem örtlichem Gewitter abgeschaltet. Das kleine, netzunabhängige und tragbare Gerät kann also die Aufgaben der Kontrolle von Uhren, Uhrensystemen und -anlagen wahrnehmen. Da nicht netzgebunden, kann das Gerät auf Booten und auch auf Landeplätzen der Sportflieger Verwendung finden. Nach spätestens zwei „Durchgängen" steht die Zeitinformation in Minute und Stunde fest und korregierte Uhren lassen sich dann mit dem nächsten Minutenbeginn starten. Als Kontrollempfänger kann das Gerät außerdem beim Ausfall funkgesteuerter Uhrenanlagen eine Aussage darüber machen, ob z. B. der gerade auftretende Fehler durch eine geräteinterne oder aber durch eine Empfangsstörung verursacht wird. Auch der günstigste Ort für eine Antennenmontage von funkgesteuerten Uhrenanlagen wäre eine Anwendungsmöglichkeit.

Literatur

[1] *Becker, G.*: Aussendung und Empfang des Zeitmarken- und Normalfrequenzsenders DCF 77. PTB-Mitteilungen 4/72, S. 224 bis 229.

[2] *Becker, G., u. Hetzel, P.*: Codierte Zeitinformation über den Zeitmarken- und Normalfrequenzsender DCF 77. PTB-Mitteilungen 4/73, S. 163...164.

[3] *Hetzel, P., u. Rohbeck, L.*: Datums- und Zeitangabe drahtlos empfangen. FUNKSCHAU 1974, Heft 19, S. 727...730.

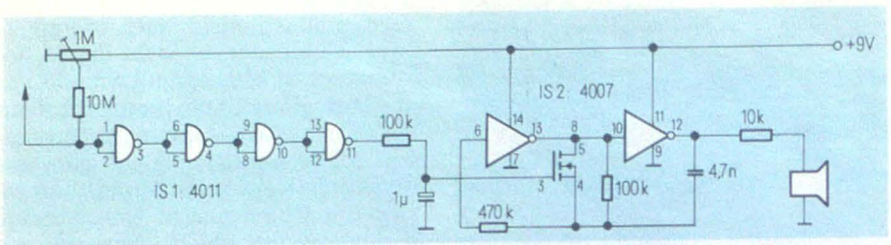
[4] *Wonnay, J. R., u. Schlegel, M.*: Die codierte Zeitübertragung nach DCF 77. Uhrentechnik 1975, Nr. 2, S. 9...16.

Einfaches Leitungssuchgerät

Zum Auffinden von elektrischen Leitungen unter Putz gibt es recht preiswert erhältliche Geräte. Es handelt sich dabei meist um Metalldetektoren, das heißt um Geräte, die nicht spezifisch auf stromführende Leitungen reagieren, sondern auch zum Beispiel auf Gas- oder Wasserleitungen ansprechen. Mit diesen Geräten ist es jedoch häufig schwierig, elektrische Leitungen aufzufinden, da diese nur kleine Metallmassen haben und zudem aus Kupfer bestehen, einem Metall, auf das diese Geräte schlechter ansprechen als zum Beispiel auf Eisen.

Diese Schwierigkeiten umgeht die nachfolgende Schaltung (*Bild*), die nur auf stromführende elektrische Leitungen anspricht, indem sie die Brummspannung dieser Leitungen auffängt und indirekt hörbar macht.

Die IS 4011 dient als hochohmiger Verstärker. Das erste Gatter liegt dazu über einen Spannungsteiler auf halber Speisespannung. Zum Eingang des ersten Gatters führt der eigentliche Sensor, der einfach aus einem etwa fünf-



Schaltung des Leitungssuchers. Das Trimmpoti ist auf die jeweils gewünschte Empfindlichkeit einzustellen; normalerweise steht sein Schleifer etwa in Mittelstellung

zehn Zentimeter langen Stück Draht besteht. Wird dieser Sensor in ein genügend starkes Brummfeld gehalten, erscheint am Ausgang des letzten Gatters eine 50-Hz-Rechteckspannung, deren Tastverhältnis stark von der Lage des Sensors abhängig ist. Diese Rechteckspannung wird durch das nachfolgende RC-Glied geglättet.

Mit der IS CD 4007 ist ein spannungsgesteuerter Oszillator (VCO) aufgebaut. Es handelt sich im Prinzip um die Standartschaltung eines astabilen Multivibrators mit zwei Invertern. Zu dem frequenzbestimmenden Widerstand ist jedoch ein N-Kanal-FET parallel geschaltet; dieser FET wird durch die geglättete Ausgangsspannung des Verstärkers angesteuert. Kommt man nun mit dem Sensor in ein Brummfeld, so macht sich dies in einer deutlichen Frequenzänderung des VCO bemerkbar.

An den CMOS-Oszillator läßt sich direkt ein Kristallohrhörer mit einer Impedanz von 50 kΩ anschließen. Wer es lauter haben will, kann natürlich auch eine Impedanzwandlerstufe folgen lassen und einen Kleinlautsprecher betreiben.

Das Gerät ist völlig unkritisch im Aufbau. Der Verfasser hat die Schaltung wegen ihres geringen Raumbedarfs zusätzlich in ein schon vorhandenes Metallsuchgerät einbauen können und ist jetzt für alle Fälle gerüstet.

Winfried Degen

Die Umkehrung von NTC-Widerständen

In manchen Schaltungen benötigt man zur Kompensation der Temperaturabhängigkeit einen Widerstand mit positivem Temperaturkoeffizienten. Während jedoch Widerstände mit negativem Temperaturkoeffizienten (NTC-Widerstände) mit Werten von einigen Ohm bis zu mehreren hundert Kiloohm leicht erhältlich sind, gibt es im allgemeinen PTC-Widerstände nur in wenigen Varianten des Widerstandswertes und des Temperaturkoeffizienten. Mit der in *Bild 1* gezeigten Schaltung kann nun auf einfache Weise der Temperaturgang eines NTC-Widerstandes „umgekehrt" werden: Der Zweipol zwischen den Anschlüssen a und b verhält sich wie ein Widerstand mit positivem Temperaturkoeffizienten.

Daß der Zweipol überhaupt einen Widerstand darstellt, also ein linearer Zusammenhang zwischen Spannung U und Strom I besteht, zeigt die in *Bild 2* als Beispiel gemessene Kurve. Der Zweipolwiderstand wird durch $R = \Delta U/\Delta I$ definiert. Man sieht allerdings auch, daß zwei geringfügige Einschränkungen in Kauf genommen werden müssen: Erstens muß natürlich der Anschluß a gegenüber dem Anschluß b stets positiv sein, damit überhaupt Strom durch den Transistor fließt. Zweitens muß zwischen a und b eine Mindestspannung von etwa 1,5 V eingehalten werden, um im linearen Teil der Kurve zu arbeiten. Nach oben wird der Arbeitsbereich nur durch die Grenzdaten des Transistors und die Eigenerwärmung des NTC-Widerstandes begrenzt.

Die zwei Freiheitsgrade bei der Festlegung der beiden Widerstände R1 und R2 werden dazu benutzt, der Schaltung die folgenden praktischen Eigenschaften zu geben:

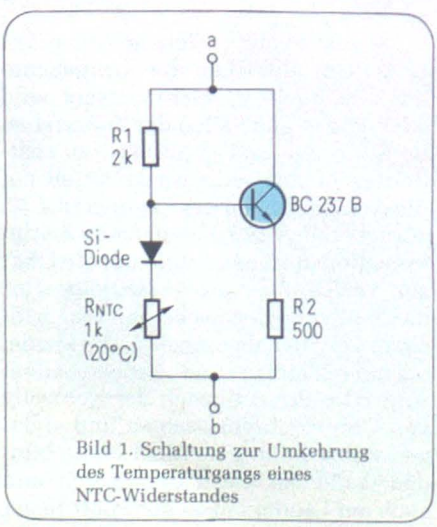


Bild 1. Schaltung zur Umkehrung des Temperaturgangs eines NTC-Widerstandes

– Der relative Temperaturkoeffizient α des Zweipols ist gleich einem beliebig wählbaren Bruchteil des relativen Temperaturkoeffizienten des NTC-Widerstandes:

$$\alpha = -q\,\alpha_{NTC} \text{ mit } q<1, \qquad (1)$$

wobei die Definition des relativen Temperaturkoeffizienten

$$\alpha = \frac{1}{R}\,\frac{\Delta R}{\Delta T} \qquad (2)$$

in Bild 3 veranschaulicht ist.

– Bei der nominellen Arbeitstemperatur ist der Zweipolwiderstand zwischen a und b gleich dem Widerstandswert des NTC-Widerstandes. Dazu sind die Widerstände R1 und R2 durch

$$R1 = \frac{1+q}{1-q} P_{NTC} \text{ und } R2 = \frac{1-q}{1+q} R_{NTC} \qquad (3)$$

festzulegen.

Als Beispiel wurde die Schaltung in Bild 1 für den Fall dimensioniert, daß ein Zweipol mit einem relativen Temperaturkoeffizienten von einem Drittel

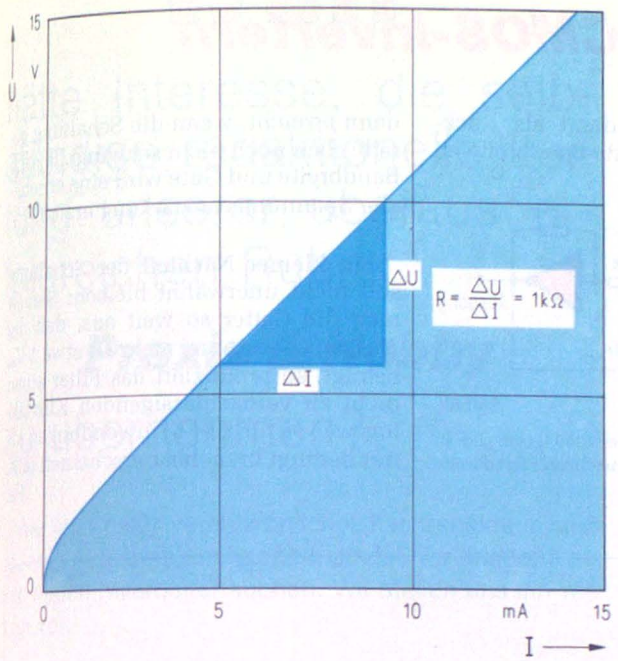


Bild 2. Die Spannung als Funktion des Stromes in der Schaltung nach Bild 1

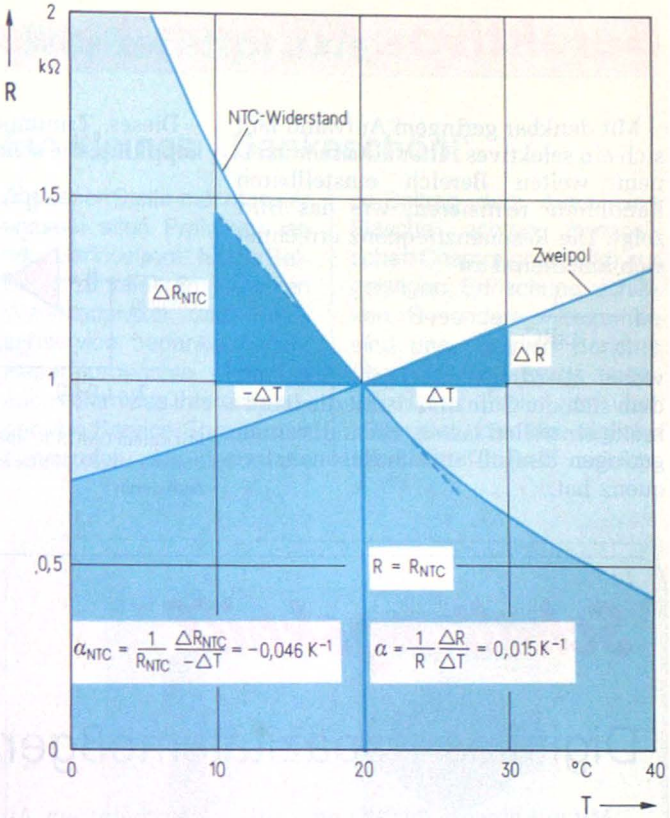


Bild 3. ▶
Die Temperaturabhängigkeit des Zweipols und des NTC-Widerstandes

desjenigen eines NTC-Widerstandes benötigt werde (q = 1/3) und der Zweipol bei 20°C einen Widerstand von 1 kΩ haben soll. Aus Gl. 3 ergibt sich R1 = 2 kΩ und R2 = 500 Ω. Die gemessene U/I-Kurve, Bild 2, bestätigt den gewünschten Zweipolwiderstand. *Bild 3* schließlich zeigt den Temperaturgang des Zweipolwiderstandes mit der gewünschten positiven Steigung im Arbeitspunkt. Zum Vergleich ist auch der Temperaturgang des NTC-Widerstandes allein eingetragen. Sein relativer Temperaturkoeffizient kann, wie hier, grafisch aus der Steigung der Kurve ermittelt werden oder aus der in den Datenblättern angegebenen Materialkonstante B berechnet werden:

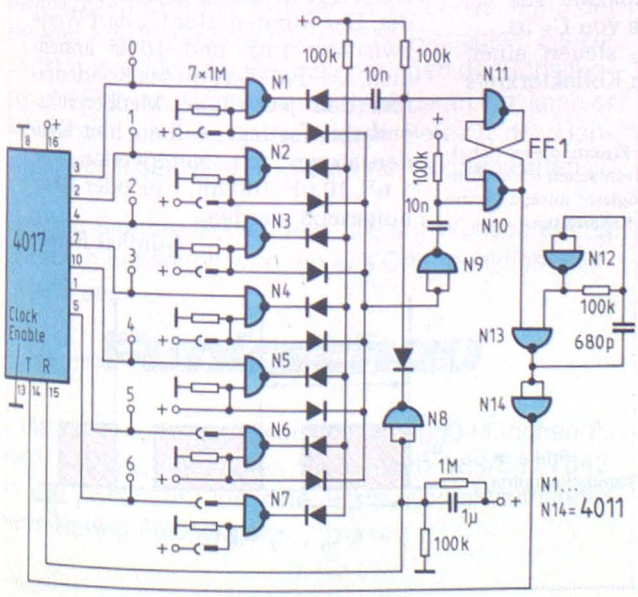
$$\alpha_{NTC} = \frac{-B}{(273{,}15 + t)^2}, \qquad (4)$$

wobei t die Temperatur im Arbeitspunkt in °C ist.

Dipl.-Phys. Arnulf Wallrabe

Sensortasten mit gegenseitiger Auslösung

Da spezielle Sensor-ICs manchmal nicht leicht beschaffbar sind, kam die Schaltung im *Bild* zustande. Sie eignet sich besonders in Verbindung mit Analogschaltern vom Typ 4016 oder 4066.



Schaltung der gegenseitigen Auslösung für Sensortasten. Die Gatter sind in Vierergruppen in vier ICs 4011 integriert, als Dioden eignen sich beliebige Si-Typen

Beim Berühren einer Sensortaste wird FF1 gesetzt, sein Ausgang wird H und der Rechteckgenerator (ca. 100 kHz) erhöht bei jedem positiven Taktimpuls den Zählerstand um 1, bis die Und-Funktion des mit der Sensortaste aktivierten Gatters erfüllt ist. Dann wird FF1 rückgesetzt, und der Zähler zählt nicht weiter, sondern bleibt stehen und wirkt als Speicher, bis eine andere Taste berührt wird.

Beim Einschalten der Speisespannung werden FF1 und der Zähler rückgesetzt, was eine Vorzugsstellung ergibt. Die Ausgänge der Schaltung sind die Dekoder-Ausgänge des Zählers. Sie sind auf L, außer der „eingerasteten" Taste, die auf H schaltet. Die Oszillatorfrequenz ist so hoch gewählt, daß keine Übergangsstörungen bei den einzelnen Schaltern auftreten.

Bassem Yahya

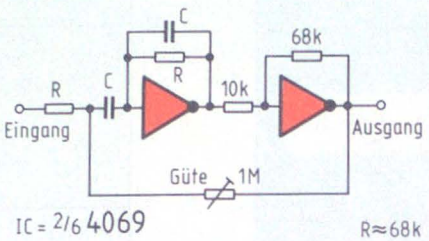
Selektives Filter mit zwei CMOS-Invertern

Mit denkbar geringem Aufwand läßt sich ein selektives Filter mit einer in einem weiten Bereich einstellbaren Bandbreite realisieren, wie das *Bild* zeigt. Die Resonanzfrequenz errechnet sich annähernd zu

$$f = \frac{1}{2\pi RC},$$

wobei allerdings das Trimmpoti, mit dem sich die Güte und damit die Bandbreite einstellen lassen, ebenfalls einen geringen Einfluß auf die Resonanzfrequenz hat.

Dieses Trimmpoti dient als Rückkopplung; die schmalste Bandbreite ist dann erreicht, wenn die Schaltung gerade eben noch nicht schwingt. Je nach Bandbreite und Güte wird eine erhebliche Spannungsverstärkung erzielt.



Mit einem CMOS-IC 4069 oder 4049 lassen sich so drei selektive Nf-Filter mit einstellbarer Bandbreite realisieren

Ein kleiner Nachteil der Schaltung soll nicht unerwähnt bleiben: Steuert man die Gatter so weit aus, daß die Ausgangsspannung mehr als etwa 1 V_{ss} beträgt, so produziert das Filter einen nicht zu vernachlässigenden Klirrfaktor, was es für Hi-Fi-Anwendungen als nur bedingt brauchbar erscheinen läßt.

Fe.

Schaltungskniff

Digitales Kapazitätsmeßgerät mit Analoganzeige

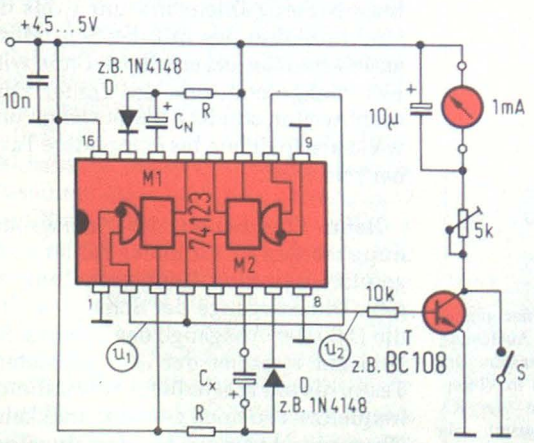
Mit nur einer IS 74123 und wenigen anderen Bauteilen läßt sich ein praktisches Kapazitätsmeßgerät aufbauen. Damit können Kapazitäten von ca. 100 pF . . . 10 µF gemessen werden. Als Anzeige wird ein 1-mA-Drehspulinstrument verwendet; jedes Vielfachinstrument mit einem 1-mA-Meßbereich ist auch geeignet.

Die IS 74123 enthält zwei monostabile Kippstufen. Bei der in *Bild 1* angegebenen Schaltung läuft Kippstufe 1 als Oszillator mit der Periodendauer T_1. Diese ist proportional zu $R \cdot C_N$. Jeder Impuls dieses Signals triggert die monostabile Kippstufe 2. Die monostabile Zeit dieser Stufe ist proportional zu $R \cdot C_X$. Dann erscheint am Ausgang von Stufe 2 eine Spannung U_2, wie sie auf *Bild 2* dargestellt ist. Je größer C_X ist, desto länger wird T_2. Damit vergrößert sich auch die schraffiert dargestellte Fläche, die dem arithmetischen Mittelwert der Spannung U_2 entspricht. Dieser ist proportional zum Quotienten aus C_X und C_N und kann mit einem Drehspulinstrument gemessen werden. Setzt man für C_N einen Kondensator von z. B. 1 µF ein, dann kann der Wert des Kondensators C_X direkt in Bruchteilen von 1 µF auf der Skala des Instrumentes abgelesen werden. Es muß dafür gesorgt werden, daß die Kapazität von C_N immer größer als die von C_X ist.

Die Spannung U_2 steuert einen Transistor, in dessen Kollektorkreis ein Trimmer in Reihe mit dem 1-mA-Meßinstrument liegt. Zum Kalibrieren muß bei geschlossenem Schalter S das Instrument mit dem 5-kΩ-Trimmer auf Vollausschlag gebracht werden. Wenn man diesen einfachen Abgleich von Zeit zu Zeit wiederholt, kann man als Stromversorgung eine 4,5-V-Taschenlampenbatterie verwenden.

Die beiden Widerstände R müssen möglichst gleich sein. Werte zwischen 27 kΩ und 33 kΩ sind zulässig. Die Dioden sind Silizium-Universaldioden, als Transistor T wird ein NPN-Schalttransistor verwendet. Der Kondensator C_N darf Werte zwischen 1 nF und 10 µF annehmen. Da der Wert dieses Kondensators den jeweiligen Meßbereichsendwert festlegt, sollten hier Kondensatoren mit Nennwerten von 1 nF, 10 nF, 100 nF, 1 µF oder 10 µF eingesetzt werden.

Günther Ramm



◀ Bild 1. Der Einsatz dieser Schaltung in einem einfachen Vielfachinstrument ermöglicht zusätzlich die Messung von Kapazitäten

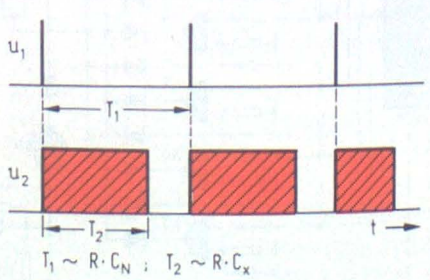


Bild 2. ▶ Impulsdiagramm

WER

hätte Interesse, die selbständige redaktionelle Leitung unserer überaus erfolgreichen Rubrik

Praxis & Hobby

zu übernehmen?

Unser jetzt dafür verantwortlicher Fachredakteur muß anderen Aufgaben nachgehen, so daß wir dringend einen neuen Mitarbeiter suchen. Wir stellen uns ihn wie folgt vor:

...nicht älter als 35 Jahre;

...möglichst mit einer abgeschlossenen Ingenieur-Ausbildung;

...er hat praktische Erfahrungen mit Nf-, Hf- und Digitalschaltungen gesammelt – gleichgültig, ob im Beruf oder beim Hobby;

...er hat Freude am Schreiben.

Vor allem aber: Er sollte der Typ sein, der in jeder Bauanleitung sogleich die versteckten Fehler findet. Dafür steht ihm übrigens ein Qualitätssicherungs-Labor zur Seite – und eine ganze Redaktion mit hilfsbereiten Kollegen.

Die Aufgaben umfassen das Prüfen und Redigieren von Manuskripten externer Autoren, die Überwachung der weiteren Arbeitsgänge auf sachliche Richtigkeit bis zur Drucklegung, auch der Reinzeichnungen der Schaltungen und Platinen. Und wenn er Spaß daran hat, kann er Schaltungen und Geräte aus dem Bereich der Hobby-Elektronik selbst entwickeln und veröffentlichen.

Schicken Sie Ihre Bewerbung, die auf Wunsch streng vertraulich behandelt wird, an das Chefredaktions-Sekretariat der

Funkschau

z. Hd. von Frau Helga Steinlechner, 8000 München 2, Postf. 370120, oder rufen Sie einfach 089/5117342 an und verlangen für eine erste Kontaktaufnahme Herrn Herwig Feichtinger.

Werkstattpraxis

Ein kleines „Dankeschön“

An dieser Stelle möchten wir uns bei allen Praktikern an der „Servicefront“ für die Beiträge zu unseren Rubriken Werkstattpraxis und Fernsehservice bedanken. Viele Reparaturberichte konnten auch schon das Interesse sogar von Service-Spezialisten hervorrufen. Als besondere Überraschung für alle, die sich an dieser Rubrik beteiligen wollen, halten wir einen kleinen Leckerbissen zusätzlich zum üblichen Honorar bereit. Da wir wissen, daß es nach der oft nicht leichten Arbeit Überwindung erfordert, den für andere interessanten Reparaturbericht niederzuschreiben, werden wir für jeden veröffentlichten Service-Beitrag dem Autor eine Flasche echten französischen Champagner *(Bild)* zur geistigen Erfrischung schikken. Besonders willkommen sind uns natürlich Berichte über die Beseitigung ungewöhnlicher Fehler und über Hilfsmittel, die die tägliche Werkstatt-Tätigkeit erleichtern. Ein Schaltungsauszug bzw. ein Foto ermöglicht eine bessere Verständlichkeit und sollte daher nicht fehlen. Wenn der Beitrag dann auch noch mit der Maschine geschrieben ist, wird uns die Arbeit erleichtert. Hier noch einmal unsere Anschrift: FUNKSCHAU, Franzis-Verlag, Postfach 370120, 8000 München 37.

Für jeden veröffentlichten Beitrag in den Rubriken Werkstattpraxis und Fernsehservice eine zusätzliche Belohnung

Fernseh-Service

Bildkipp synchronisiert nicht

An einem SW-Fernsehgerät älterer Bauart sollte im Außendienst folgender Fehler beseitigt werden: Bild läuft nach ca. einer halben Stunde, läßt sich noch einmal nachregeln und läuft nach zehn Minuten wieder, wobei das Potentiometer dann am Anschlag steht. Routinemäßig wechselte der Tontechniker die Bildkippröhre aus, mit dem Ergebnis, daß anschließend Bild und Ton ausgefallen waren. Auch nach Einsetzen der alten Röhre blieb dieser Zustand erhalten.

Nun kam das Gerät zu mir in die Werkstatt. Bei der Sichtprüfung fiel mir eine Verfärbung des Vorwiderstandes R 71 auf. Er hatte tatsächlich eine Unterbrechung. Da von diesem Widerstand die Video- sowie die Zeilenendstufe mit Spannung versorgt werden, war der Bild- und Tonausfall erklärlich. Aber warum fiel der Widerstand beim Einsetzen der neuen Röhre aus?

Aus dem Schaltbild ging hervor, daß das Schirmgitter der PCL 805 direkt von R 71 die Spannung bezog. Daraufhin untersuchte ich die neue Röhre. Sie wies einen vollen Schluß zwischen Schirm- und Bremsgitter auf. Röhrenintern sind Bremsgitter und Katode verbunden; somit lag die Katode an der Betriebsspannung von 215 V. Dieses führte zum Durchschlagen des Katoden-Elkos und anschließend zur Überlastung des Vorwiderstandes.

Nach dem Auswechseln von R 71 und C 315 sowie dem Einsetzen einer neuen PCL 805 erwartete ich eine einwandfreie Funktion. Nun erst nahm ich das Gerät in Betrieb. Es funktionierte tadellos, nur fiel mir auf, daß das Bildfangpotentiometer fast am Anschlag stand. Spannungen und Oszillogramme waren aber normal, d. h., sie lagen innerhalb der Meßtoleranzen. Jetzt erwärmte ich die Bauteile mit einem Fön und nach kurzer Zeit fiel der Bildkipposzillator aus dem Synchronisationsbereich.

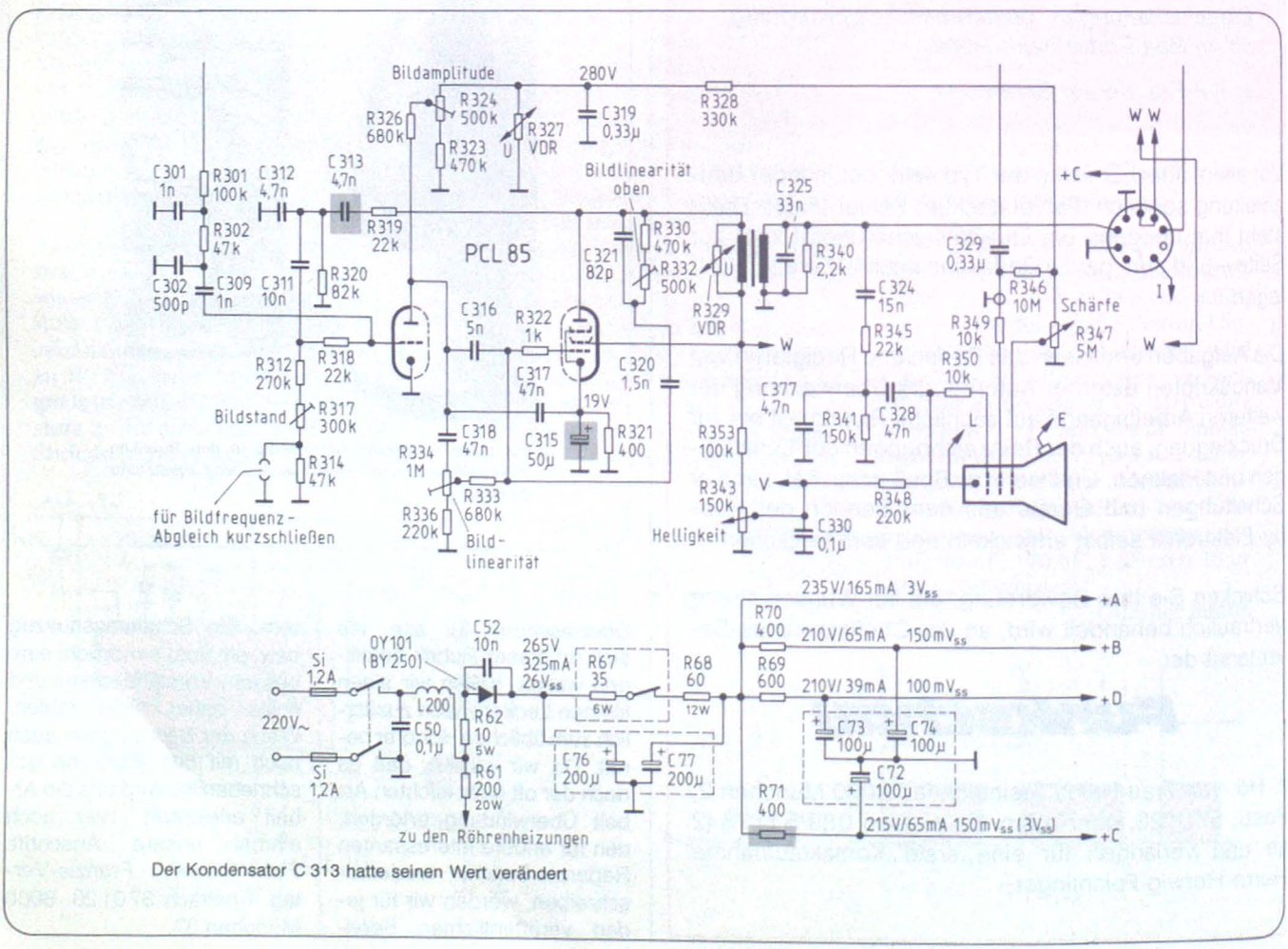
Mit Hilfe eines Kältesprays war die Fehlerursache schnell ermittelt. Es handelte sich um den Kondensator C 313 in der Rückkopplungsschleife des Multivibrators. Allerdings wies er keinen Schluß oder Feinschluß auf, so daß ich einen Kapazitätsverlust annahm.

Mit der Kapazitätsmeßbrücke ermittelte ich aber einen Kapazitätswert von 5500 pF anstelle der aufgedruckten 4700 pF, den ich durch Erwärmung bis auf 6050 pF steigern konnte. Dies hatte natürlich eine entsprechende Resonanzfrequenzverschiebung im Multivibrator zur Folge.

Nach der Erneuerung des Kondensators ließ sich der Bildfang nach beiden Seiten richtig regeln, auch die alte Röhre erwies sich als einwandfrei.

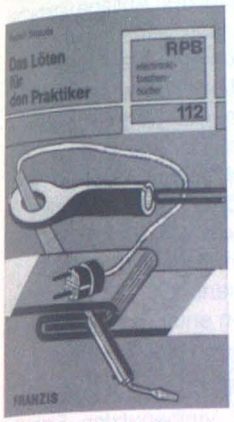
Man sieht also, daß nicht nur transistorisierte Geräte durch ihre galvanische Kopplung Fehlerketten aufweisen, auch bei Röhrengeräten kann dieses durchaus der Fall sein.

Klaus Baum



Der Kondensator C 313 hatte seinen Wert verändert

Das Löten für den Praktiker



Beherzenswerte Regeln für den Anfänger – nützliches Grundwissen für den Profi. Von Rudolf Strauss. 1. Auflage, 112 Seiten mit 66 Abbildungen. Kart. 7,80 DM. Franzis-Verlag, München. ISBN 3-7723-1121-0.

Dem in der Elektronik tätigen Praktiker wird in diesem Buch ausführlich in Wort und Bild die Technik des Lötens nähergebracht. Sowohl dem Anfänger als auch dem erfahrenen Techniker wird gezeigt, wie er es besser machen kann und warum. Zunächst werden die Grundlagen und Vorbedingungen für eine gute Lötung erörtert. Grundlegende Dinge wie Schmelzverhalten, Lötbarkeit der Grundmetalle und ihrer Legierungen, Flußmittel, Oberflächenschichten und Reinigungsarten begründen die Fachkenntnis über Lötvorgänge. Um die praktische Seite des Handlötens geht es dann im Hauptteil des Buches. Besonders die verschiedenen Lötaufgaben und Lötsituationen, mit denen der Techniker auch tatsächlich zusammenkommt, sind anschaulich und umfassend mit zahlreichen Abbildungen dargestellt. Fehler, die immer wieder gemacht werden, können durch das Studium dieses Fachbuches sicher vermieden werden, wenn man sich an die hilfreichen Ratschläge und Tips des Autors hält.

Auch Hinweise für die Gestaltung des Arbeitsplatzes erweisen sich als äußerst nützlich. Durch die klare Ausdrucksweise fällt es nicht schwer, sich diese Handfertigkeit schnell anzueignen und selbst schwierige Lötprobleme zu meistern. Dieses Buch ist ein guter Weg, fachgerecht, rasch und dennoch zuverlässig löten zu lernen oder die eigenen Erfahrungen durch die eines Kenners der Materie zu ergänzen. *Ta.*

Handbuch der Elektronik

Eine umfassende Darstellung für Ingenieure in Forschung, Entwicklung und Praxis. 1. Auflage, 1017 Seiten, 1196 Abbildungen und zahlreiche Tabellen. Leinen gebunden; Vorbestellpreis bis 30.9.1979 68,– DM, endgültiger Preis 85,– DM. Franzis-Verlag, München. ISBN 3-7723-6251-6.

Mit diesem Buch wurde eine vorhandene Lücke bei den technischen Nachschlagewerken gefüllt. Während bisher die Elektronik in mehrbändigen Werken der Elektrotechnik nur einen kleinen Teil ausfüllte, wurde nun ein Buch geschaffen, das dem Ingenieur vornehmlich auf dem Gebiet der Bauelementetechnik weiterhilft.

Was dieses Handbuch vor allem auszeichnet, ist zum einen die übersichtliche Gliederung und zum anderen die klare, verständliche Definition und Erklärung auch schwieriger Sachverhalte. Dabei wird nach einem wohlüberlegten System vorgegangen: Zuerst kommt der Begriff bzw. das Stichwort, dann folgt für Eilige dessen Definition in einigen wenigen Sätzen und anschließend die ausführliche Erläuterung, innerhalb der wiederum eine der Übersichtlichkeit dienende fünfstufige Systematik eingehalten wird:

Als erstes werden die allgemeinen Grundlagen und zumeist auch die Herstellungstechnologien behandelt, dann folgen die Funktionsprinzipien der verschiedenen Bauelemente-Typen. Der dritte Punkt beschäftigt sich mit den wichtigsten Parametern und Kennlinien. Anschließend wird auf mögliche und tatsächliche Anwendungen eingegangen, und es werden praktische Berechnungen, beispielsweise von Drosseln, Übertragern, Transformatoren usw., durchgeführt.

Aufgrund dieser Gliederung kann sich der Benutzer schnellstens über das informieren, was er gerade braucht, ohne ein Kapitel von vorne bis hinten durcharbeiten zu müssen. Für ganz Eilige verfügt dieses Handbuch selbstverständlich auch über ein umfangreiches Stichwörterverzeichnis, das zusammen mit den Erläuterungstexten die Funktion eines technischen Lexikons erfüllt.

Das polnische Autorenteam hat sich bei der Bearbeitung des Buches stark an die westliche – vor allem die amerikanische – Literatur angelehnt. Nicht zuletzt kommt das dadurch zum Ausdruck, daß man sich soweit es möglich war die bestehenden DIN-Vorschriften und IEC-Empfehlungen zu eigen gemacht hat.

Dieses Buch gehört aufgrund seines hohen Informationsgehaltes zu den notwendigen Arbeitsmitteln des Ingenieurs. *Kn.*

Testberichte über KW-Empfänger

Die umfangreichste Gerätevorstellung für den DXer. 3., überarbeitete und ergänzte Auflage. 94 Seiten mit vielen Bildern und Tabellen. Brosch. 6,– DM. Verlag W. Scheunemann, Bremen. ISBN 3-922101-03-8

Bei der Vielzahl von verschiedenen Empfängern auf dem Markt ist für den DXer die Wahl eines Gerätes, das sowohl seinen finanziellen als auch technischen Vorstellungen entspricht, nicht leicht zu treffen. Die vorliegende Zusammenstellung von Testberichten gibt hier Hilfestellung. Nach dem Einleitungsthema „Warum Rundfunk-Fernempfang" folgt zunächst eine technische Einführung, in der auch verschiedene Begriffe der Empfängertechnik erklärt sind. Gerade diese Erklärungen ermöglichen erst das Verständnis und die Bewertung der Empfängerdaten. In den eigentlichen Vorstellungen der Geräte findet man sachliche Einzelheiten und Bemerkungen über Vor- und Nachteile der einzelnen Typen; selbst weniger deutliche Mängel fallen nicht unter den Tisch und gerätetechnische Raffinessen werden gewürdigt. Eine Vergleichstabelle der besprochenen Empfangsgeräte bietet zwar einen Überblick, läßt jedoch die hier erwarteten, für die Beurteilung wichtigen Daten vermissen.

Die nachfolgenden Kurzvorstellungen runden die Übersicht ab. Thematisch etwas am Rande beschließen zwei Beiträge über Antennen und verschiedene Beschreibungen von mehr oder weniger sinnvollem Zubehör diese ansonsten recht gelungene Sammlung von Testberichten über KW-Empfänger, die sicherlich vielen Kurzwellenhörern eine gute Hilfe bei der Auswahl der eigenen Anlage ist. Ta.

Neue Bücher

Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker, Band 2

Von Kurt Rint (Hrsg.). 12., ergänzte und völlig neu bearbeitete Auflage. 747 + 24 Seiten, 465 Bilder und Tabellen, Kunststoff-Einband, 58,80 DM. Verlag Hüthig & Pflaum, München/Heidelberg. ISBN 3-8101-0043-9

Der völlig neu gestaltete Band 2, der in der Hauptsache den Grundlagen gewidmet ist, gliedert sich wie Band 1 in fünf Hauptabschnitte: Im ersten Abschnitt „Formeln und Tabellen" sind neben den wichtigsten Grundformeln der Hf-Technik die den Nachrichtentechniker interessierenden verschiedenen Frequenz- und Wellenbereiche sowie die Sendearten und Vorschriften nach CCIR zusammengestellt. Im wesentlichen ergänzen diese Angaben die Abschnitte Modulation und Übertragungstechnik (dritter Hauptabschnitt).

Im zweiten Hauptabschnitt „Mathematik" werden die Grundlagen der Höheren Mathematik aufbereitet, die heute für alle Elektrotechniker/Elektroniker so wichtig geworden sind. Gewöhnliche Differentialgleichungen, die Laplace-Transformation, Zylinderfunktionen und Berechnung elektromagnetischer Felder nach der Maxwellschen Theorie sind didaktisch so gestaltet, daß die einzelnen Ergebnisse, d. h. die Endformeln, ohne Mühe in der Praxis verwendet werden können. In dem Abschnitt Numerische Mathematik werden die Rechenvorschriften so formuliert, daß sie sich unmittelbar für eine digitale Rechenmaschine programmieren lassen, wobei mindestens neun signifikante Dezimalziffern garantiert sind.

Der sehr umfangreiche dritte Abschnitt „Grundlagen" enthält in komprimierter Form alle heute notwendigen theoretischen Unterlagen, die in der Nachrichtentechnik gebraucht werden. Im einzelnen werden Vierpoltheorie, Mehrtortheorie, Äquivalente Schaltungen, Systemtheorie, Digitale Filter, Modulation, Übertragungstechnik und Elektromagnetische Schirmung sehr prägnant behandelt.

Der vierte „Hauptabschnitt Halbleiterphysik" ist eine grundlegende Einführung in die Festkörperphysik für Elektrotechniker/Elektroniker, die für den Einsatz der Halbleiterbauelemente notwendig geworden ist. Dieser Teil ist gleichzeitig als Vorbereitung für den Band 3 des Handbuches gedacht, der dem gesamten Spektrum der Halbleiterbauelemente gewidmet ist.

Bei allen Beiträgen wurde darauf geachtet, daß sich die theoretischen Ausführungen und Überlegungen unmittelbar in der Praxis und im Studium verwenden lassen.

W. Z.

Normen für Größen und Einheiten in Naturwissenschaft und Technik

Vom deutschen Institut für Normung e. V. (DIN). 5., geänderte und erweiterte Auflage, 408 Seiten, AEF-Taschenbuch. Kart. Beuth-Verlag, Berlin und Köln. ISBN 3-410-10932-3

Der Normenausschuß Einheiten und Formelgrößen (AEF) hat in dieser 5. Auflage ermöglicht, einem weiten Benutzerkreis und insbesondere den Verfassern von Büchern und sonstigen Veröffentlichungen sowie den Bearbeitern anderer Normen ein Werk in die Hand zu geben, in dem die Verständigungsgrundnormen für Naturwissenschaft und Technik zusammengestellt sind. Die abgedruckten Normen entsprechen dem Stand Mai 1978. Etwa ein Drittel der enthaltenen Normen wurden neu aufgenommen oder gegenüber der letzten Auflage überarbeitet. Ein sehr umfangreiches Sachwortverzeichnis erleichtert dem Benutzer das Auffinden der Begriffsbestimmungen, Benennungen und Formelzeichen für physikalische Größen und der Einheiten sowie der Einheitenzeichen. Sämtliche in diesem Taschenbuch enthaltene Normen entsprechen den Forderungen des Gesetzes.

Viele der gewohnten und bisher vielbenutzten Einheiten (z. B. das Kilopond oder die physikalische und die technische Atmosphäre) sind Neuregelungen zum Opfer gefallen und dürfen künftig nicht mehr angewendet werden.

Einige Normen, die nicht mehr voll aktuell sind und deren Zurückziehung zu erwarten ist, sobald geeigneter Ersatz verfügbar ist, wurden nicht mehr aufgenommen.

Die vom AEF bearbeiteten Normen sind mit den internationalen Festlegungen der Organe der Meterkonvention, der International Organisation für Standardization (ISO), der International Electrotechnical Commission (IEC), der International Union of Pure and Applied Physics (IUPAP) und der International Union of Pure and Applied Chemistry (IUPAC) abgestimmt. Ta.

Funkschau

Impressum, Fortsetzung von Seite 14

Anzeigen Auslandsvertretungen:
Schweiz: Exportwerbung, Neptunstraße 20, CH-8032 Zürich, Tel.: 01-47 46 90, telex 53 327 – **United Kingdom:** Publicitas Ltd., 525/527 Fulham Road, London SW6 1 HF, phone: 01-3 85 77 23, telex: 919 223 almilon – **Japan:** International Media Ltd., 1, Shiba-Kotohiracho, Minatoku, Tokyo, phone: 502-06 56, telex: J 22 633 – **Korea:** International Marketing Corp., C.P.O. Box 6533, Seoul, Korea, phone: 74 75 35 – **USA:** INTA Advertising, Inc., 1560 Broadway, New York, N. Y. 10036, phone: (212) 575-92 92 – California: Elmatex international, P.O. Box 34 607, Los Angeles, Calif. 900 34, Tel. (2 13) 8 21-85 81.

Bezug Auslandsvertretungen:
Belgien: Internationaal Persagentchap PVBA, Karel Govaertsstraat 56–58, Deurne-Antwerpen. – **Dänemark:** Jul, Gjellerups Boghandel, Kopenhagen K., Solvgade 87. – **Niederlande:** De Muiderkring N. V., Bussum, Nijverheidswerf 17-19-21. – **Österreich:** Fachbuch Center Erb, 1061 Wien, Amerlingstr. 1. – **Schweiz:** Verlag Thali AG, Hitzkirch (Luzern).

Frankreich: Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, F-75010 Paris.

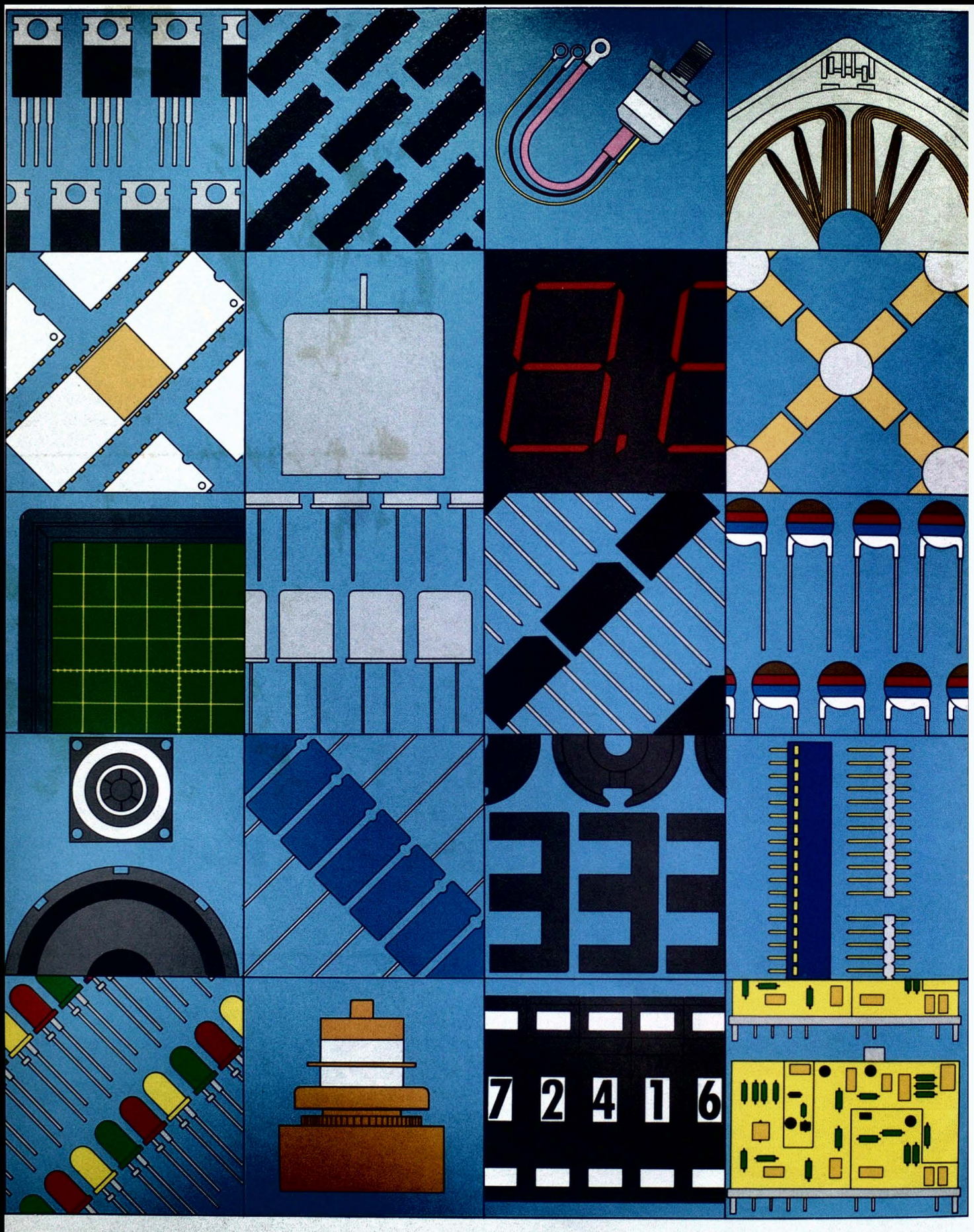
Die in der Zeitschrift veröffentlichten Beiträge sind urheberrechtlich geschützt. Alle Rechte, insbesondere das der Übersetzung in fremde Sprachen, vorbehalten. Kein Teil dieser Zeitschrift darf ohne schriftliche Genehmigung des Verlages in irgendeiner Form – durch Fotokopie, Mikrofilm oder andere Verfahren – reproduziert oder in eine von Maschinen, insbesondere von Datenverarbeitungsanlagen, verwendbare Sprache übertragen werden.
Auch die Rechte der Wiedergabe durch Vortrag, Funk- und Fernsehsendung, im Magnettonverfahren oder ähnlichem Wege bleiben vorbehalten.
Fotokopien für den persönlichen und sonstigen eigenen Gebrauch dürfen nur von einzelnen Beiträgen oder Teilen daraus als Einzelkopien hergestellt werden. Jede im Bereich eines gewerblichen Unternehmens hergestellte oder benützte Kopie dient gewerblichen Zwecken gem. § 54 (2) UrhG und verpflichtet zur Gebührenzahlung an die VG WORT, Abteilung Wissenschaft, Goethestraße 49, 8000 München 2, von der die einzelnen Zahlungsmodalitäten zu erfragen sind.

Bei Erwerb, Errichtung und Betrieb von Empfängern, Funksprechgeräten, drahtlosen Mikrofonen und anderen Funkanlagen in der Bundesrepublik Deutschland sind die geltenden gesetzlichen und postalischen Bestimmungen zu beachten.

Für Bauanleitungen und Schaltungen in der FUNKSCHAU zeichnen die Verfasser bzw. die Schaltungsentwickler verantwortlich. Die Redaktion hat die Manuskripte und Schaltungen mit größter Sorgfalt geprüft, kann aber für Fehler im Text, in Schaltbildern, Aufbauskizzen, Stücklisten usw., die zum Nichtfunktionieren oder evtl. zum Schadhaftwerden von Bauelementen führen, weder eine juristische Verantwortung noch irgendeine Haftung übernehmen.

Sämtliche Veröffentlichungen in der FUNKSCHAU erfolgen ohne Berücksichtigung eines eventuellen Patentschutzes, auch werden Warennamen ohne Gewährleistung einer freien Verwendung benützt.

Chiffre-Zuschriften dürfen sich nur auf den Inhalt der betreffenden Anzeigen beziehen. Zuschriften, die wir als Werbesendungen erkennen, werden nicht weitergeleitet.



Bauelemente
für die gesamte
Elektronik

VALVO